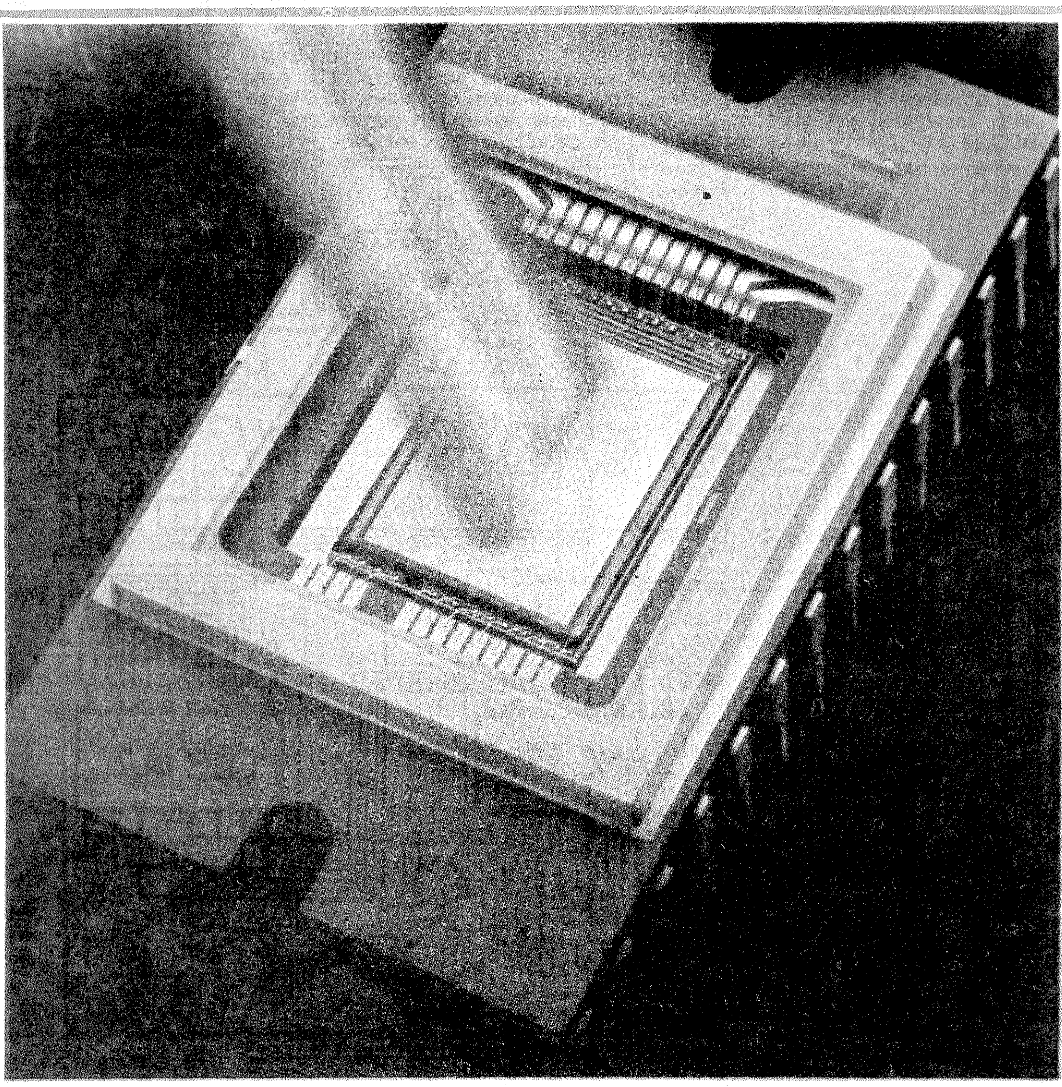
Tehnium

REVISTĂ LUNARĂ EDITATĂ DE C.C. AL U.T.C. ANUL XIX - NR. 222 **5/89**

CONSTRUCŢII PENTRU AMATORI

SUMAR



TRANSCEIVER US

(CITIŢI ÎN PAG. 6-7)

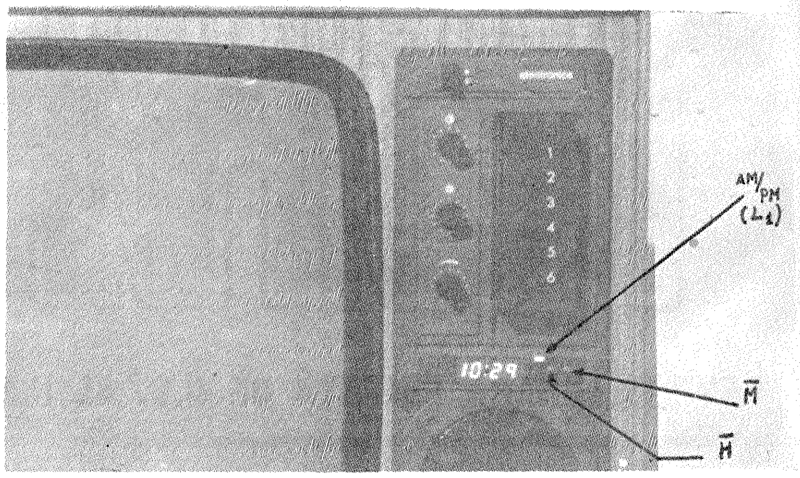
ADRESA REDACŢIEI: TEHNIUM-BUCUREŞTI, PIAŢA SCÎNTEII NR. 1, COD 79784 OF. P.T.T.R. 33, SECTORUL 1, TELEFON 17 60 10, INT. 2059, 1151

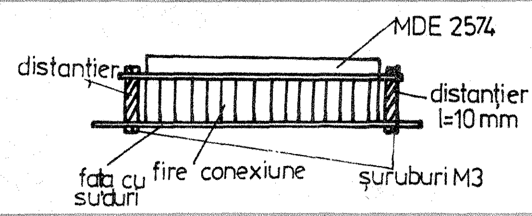
PREŢUL 3 LEI

CT

CEAS TV

LIVIU PĂIUŞ, Suceava

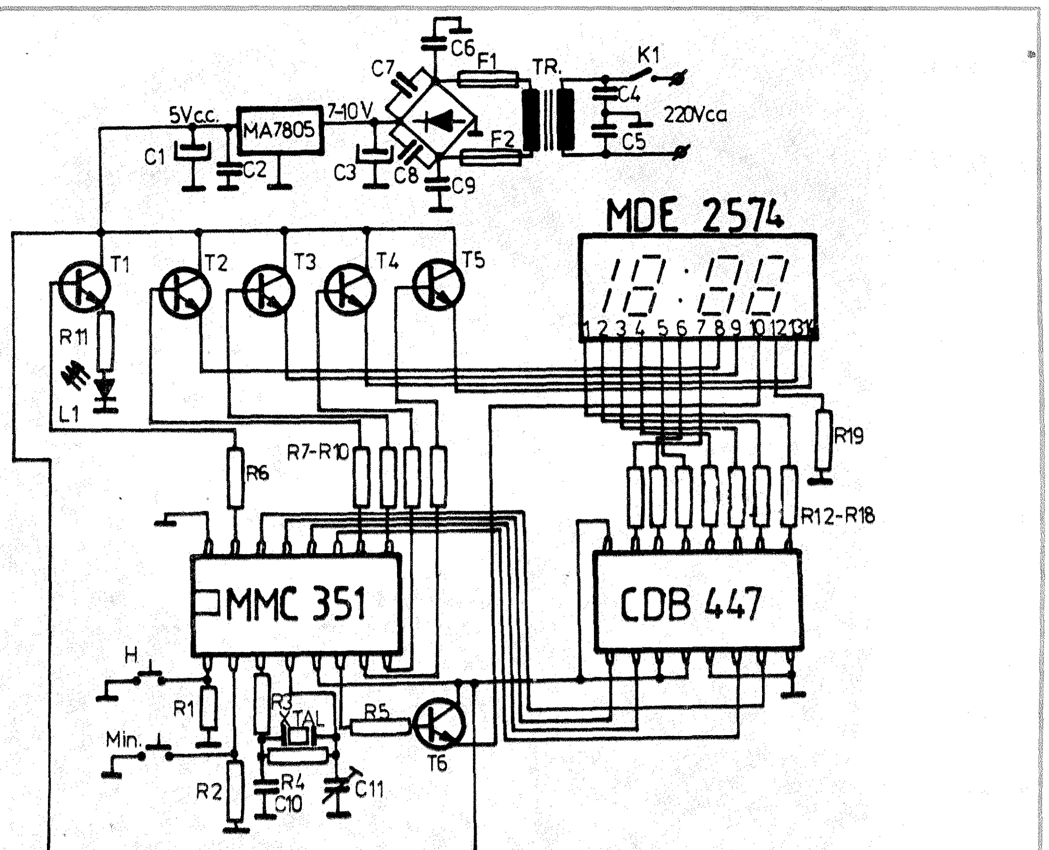




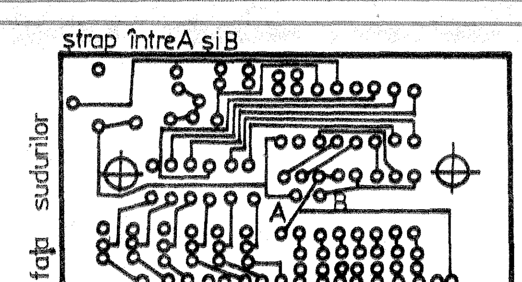
Amatorilor de automatizări le prezint un ceas pentru televizor. Circuitul care este „eroul" acestui articol este integratul specializat MMC351, produs de Întreprinderea „Microelectronica". Este un circuit ce face parte din categoria CMOS. Circuitul are o bază de timp pilotată de un cuarţ cu frecvenţa de 32 768 Hz; ieşirea informaţiilor pentru display este multiplexată şi apare la pinii 14, 13, 12, 11, iar la pinii 7, 8, 9, 10 apar ieşirile pentru comanda anozilor (catozilor) display-ului. Pentru decodificarea informaţiei multiplexate am folosit un decodor de la BCD la 7 segmente. În funcţie de tipul de afişaj de care dispunem (cu catod comun sau cu anod comun), vom folosi decodorul MMC4511 pentru catodul comun şi, respectiv, CDB447 pentru anod comun. Integratul MMC351 permite o alimentare de la +3 V la +18 V; în cazul folosit de mine el este alimentat la +5 V, tensiune determinată de tensiunea de alimentare a circuitului CDB447.

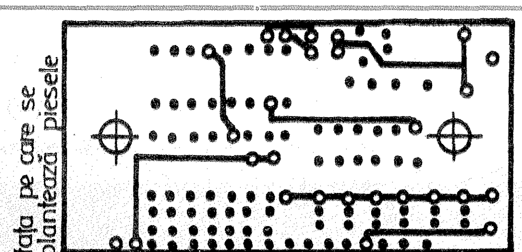
Circuitul MMC351 permite vizualizarea timpului pînă la ora 12,00; pentru demarcarea timpului AM/PM se foloseşte ieşirea din numărătorul de ore de la pinul 15, care după un ciclu de numărare de 12 ore va genera o tensiune de comandă pentru aprinderea unui LED, în acest caz L1. Conectarea decodorului cu display-ul se face prin intermediul rezistenţelor R12—R18, rezistenţe ce limitează tensiunea pe display, în funcţie de valoarea lor alegem o luminozitate mai mică sau mai mare la display (atenţie ca tensiunea pe segment să nu depăşească 3 V, fapt ce ar duce la deteriorarea afişajului). Comanda anozilor se face prin grupul de rezistenţe R7—R10 şi tranzistoarele T2—T5. Grupul R6, R11, T1 face afişarea timpului AM/PM; grupul R5, T6 şi R19 permite afişarea frecvenţei de 1 Hz ce rezultă din lanţul de divizare, afişare ce se face pe punctele conţinute în display. Oscilatorul este de tip RC, format din grupul R3, R4, C10, C11 şi cristalul de 32 768 Hz (de tipul celor folosite în ceasurile de mînă), plus inversorul/amplificator conţinut în MMC351. Rezistenţa R4 poate fi între 5 şi 20 MΩ; în cazul ales am folosit R4 de 6,8 MΩ. Pentru a scădea influenţa paraziţilor se conectează pe intrările de setare ore/minute cîte o rezistenţă de 1,8 MΩ; în caz contrar precizia ceasului va lăsa de dorit. Prin folosirea unor rezistenţe de calitate, de exemplu peliculare, în cazul rezistenţelor R1, R2, R3 şi R4 şi al unor condensatoare de calitate pentru C10 şi C11, veţi avea satisfacţia de a fi posesorii unui ceas de precizie bună. În cazul ceasului realizat de mine precizia este de +1 s la 10 zile.

Partea de alimentare se realizează cu un circuit MA7805. O mare atenţie trebuie acordată realizării antiparazitării blocului de alimentare prin folosirea condensatoarelor C4—C9 de bună calitate. Montarea în televizor nu pune probleme deosebite.



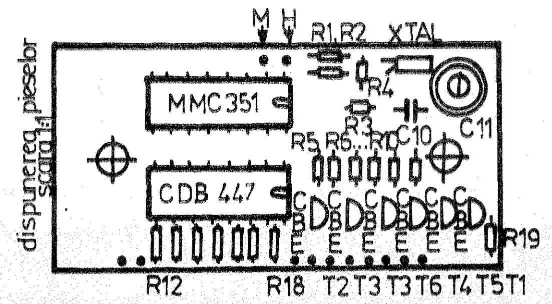
BIBLIOGRAFIE :
DATA BOOK — Microelectronica





LISTA DE PIESE :

R1, R2 — 1,8 MΩ; R3 — 100 kΩ; R4 — 6,8 MΩ; R5 ÷ R10 — 4,7 kΩ; R11 — 500 Ω; R12 ÷ R18 — 220 Ω; R19 — 220 Ω; C1 — 100 μF/10 V; C2 — 100 nF; C3 — 4 700 μF/16 V; C4, C5 — 100 nF/250 V/50 Hz; C6 ÷ C9 — 100 nF/250 V/50 Hz; L1 — MDE1533 V; C10 — 45 pF; C11 — 5 ÷ 36 pF; XTAL — 32768; T1 ÷ T6 — BC170; TR — transformator reţea „Cosmos" sau „Gloria".



FOTOAPARAT STEREOSCOPIC

Ing. DORIN GOAGĂ, Fotocineclubul „Micronul" - București

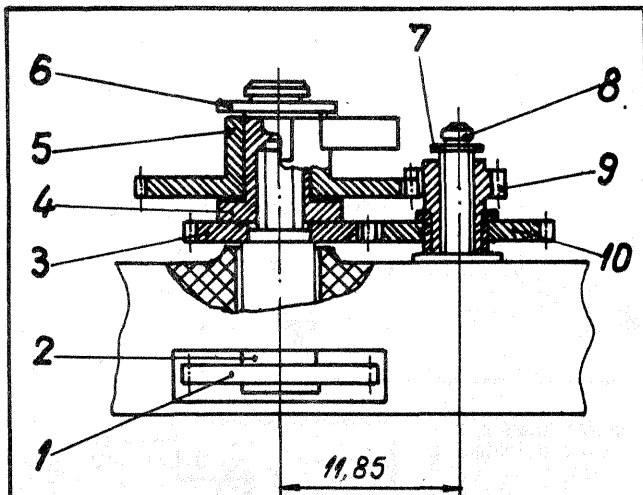


fig.7

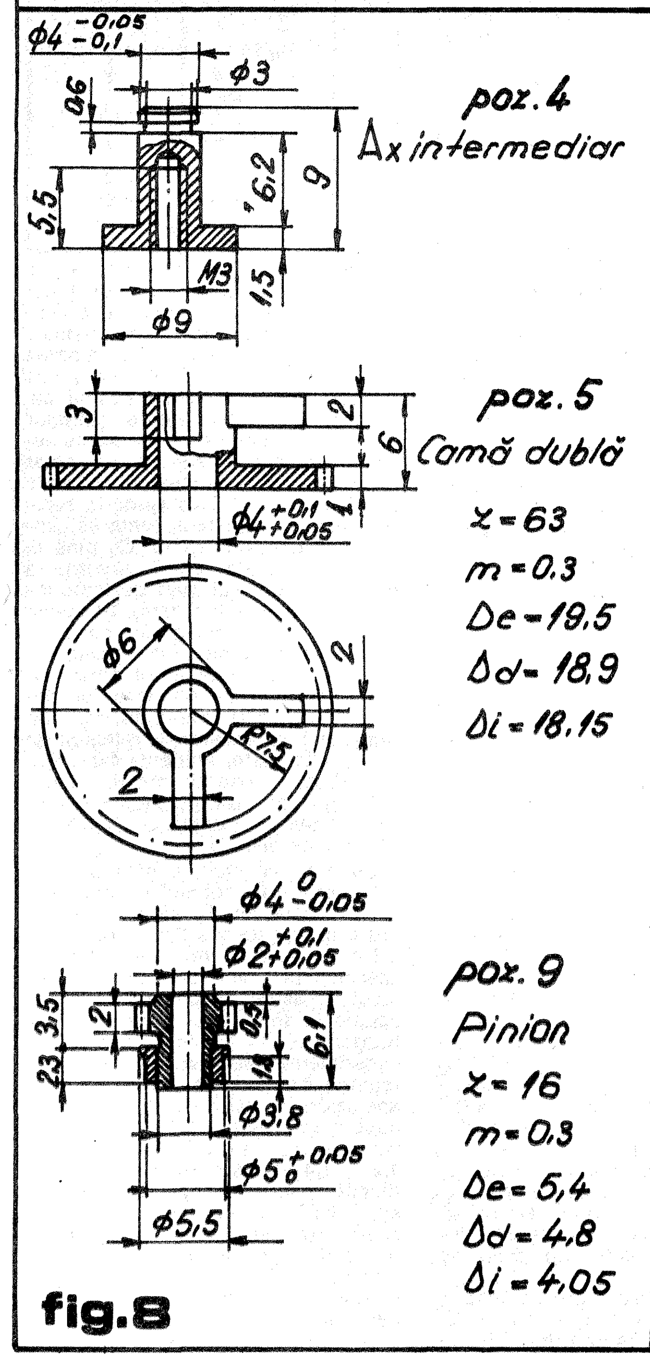


fig.8

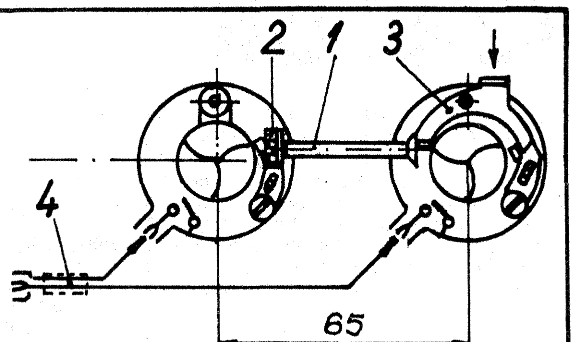


fig.9

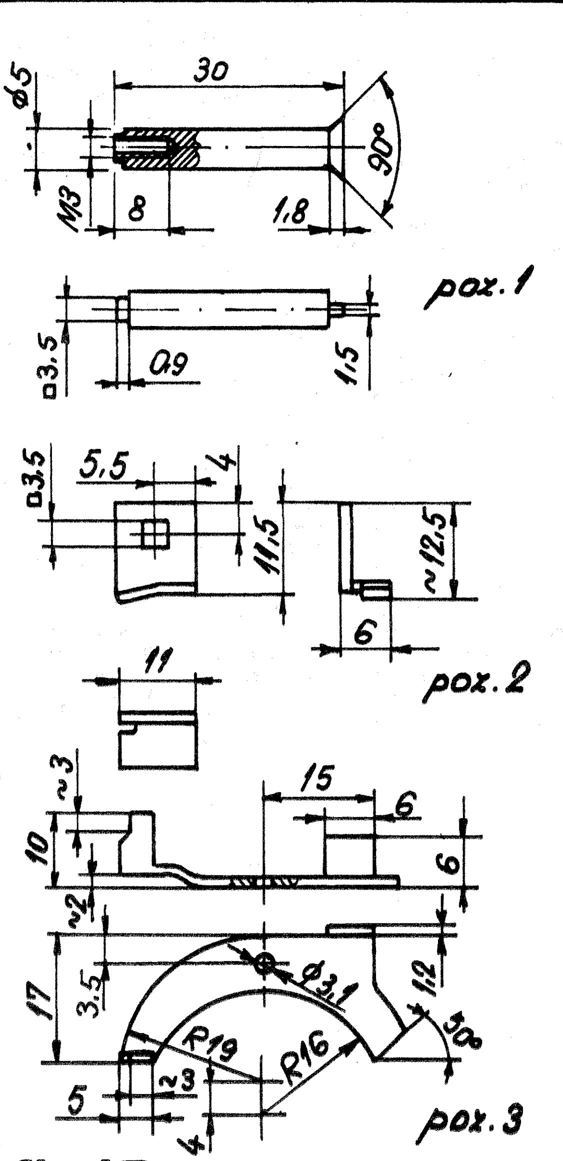


fig.10

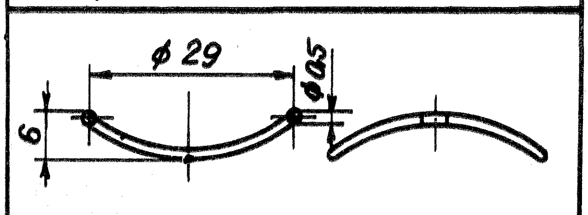


fig.11

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Este recomandată utilizarea a două blitz-uri montate pe diagonală, pentru atenuarea umbrelor, sau a unui blitz cu două lămpi, precum și utilizarea blitz-ului cînd iluminarea este naturală, pentru atenuarea umbrelor tari care afectează detaliile, deci și efectul de relief. Ca orientare, trebuie știut că atunci cînd iluminarea dată de blitz este egală cu cea ambiantă, se închide diafragma cu un indice față de valoarea indicată. Dacă între iluminarea blitz-ului și cea ambiantă este diferență de o diafragmă, se închide diafragma pe aparat cu o jumătate de indice față de valoarea cea mai mare, iar dacă diferența este de două diafragme, se ia în considerare numai iluminarea cea mai puternică.

VIZIONAREA imaginilor stereoscopice se poate face cu un vizor dublu realizat din două vizoare de diapozitive din comerț montate între ele, eventual cu distanța interoculară reglabilă. Lentilele trebuie să fie de calitate superioară. Proiecția se poate realiza pe un ecran din pînză metalizată cu două aparate de proiecție cu filtre de polarizare pe obiective, privind prin ochelari cu filtre de polarizare. Dacă se face retroproiecție pe un ecran din geam mat, nu mai este nevoie de ecran metalizat.

Imaginile negative pot fi copiate pe hîrtie fotografică la dimensiunea de 6/6 cm și lipite pe un carton una lîngă alta și pot fi privite printr-un sistem cu două lentile montate pe un dispozitiv.

PROBELE cu fotoaparatul stereoscopic se fac pe film negativ alb-negru, developat negativ sau reversibil, pentru a economisi materialele color și pentru a scurta durata de realizare a primelor imagini stereoscopice.

Rugăm cititorii revistei care doresc să trimită materiale spre publicare să le redacteze citeț și inteligibil, să prezinte atît modul de funcționare al montajului, cît și detaliile constructive și de reglaj.

Totodată să fie consemnate rezultatele măsurătorilor și tipul instrumentelor de măsură utilizate, acolo unde este cazul.

În scheme, executate conform normelor STAS, să fie trecute tipul și valoarea pieselor componente, valorile tensiunilor și curenților în diferite puncte.

INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ

TEMPORIZATOR

Montajul descris în continuare a fost conceput pentru uzul fotoamatorilor (expunerea hîrtiei la mărire, iluminarea pe durată limitată a subiectului de fotografiat etc.), dar el își poate găsi numeroase alte întrebuințări „casnice", de pildă ca automat de scară, comutator temporizat pentru lumina dintr-o încăpere în care intrăm sau prin care trecem pentru un timp scurt etc.

Schema de principiu este dată în figura 1, iar în figura 2 se indică o sugestie de intercalare a blocului temporizator propriu-zis într-o instalație electrică existentă, alimentată de la rețea (220 V/50 Hz) și avînd consumatorul R_S.

Siguranța fuzibilă Sig se dimensionează în funcție de curentul maxim absorbit de R_S, iar becul cu neon Ne (model miniatură, utilizat în „lămpile de veghe") este opțional, servind ca indicator optic de funcționare, mai precis punînd în evidență poziția „închis" a întrerupătorului bipolar $I_{1a}+I_{1b}$, pentru a nu uita aparatul conectat la rețea în mod inutil.

În circuit a mai fost intercalat un comutator K (basculant, cu două poziții), pentru a permite alimentarea consumatorului la alegere, fie direct de la rețea — poziția D, fie prin intermediul contactelor temporizatorului — poziția T. În acest caz din urmă, transformatorul primește alimentarea de la rețea în înfășurarea primară, dar pentru inițierea unui ciclu de temporizare dorit mai trebuie apăsat un timp scurt butonul B (cu revenire, contacte normal deschise). Bineînțeles, în prealabil se selectează din potențiometrul P durata necesară.

Analizînd schema de principiu, observăm că tensiunea din secundarul transformatorului (cca 9 V ~) este redresată monoalternanță cu dioda D_1, iar tensiunea obținută este filtrată cu condensatorul C_1, rezultînd astfel cca 12 V pentru alimentarea blocului de comandă a releului. Desigur, redresarea se poate face, mai bine, în punte (bialternanță), dar în acest caz nu este strict necesar, avînd în vedere consumul redus.

Blocul propriu-zis de temporizare este alimentat însă dintr-o sursă stabilizată de 9 V, obținută din precedenta cu ajutorul celulei R_1-D_Z.

Condensatorul care asigură temporizarea este C_2; el se încarcă brusc la apăsarea butonului B și se descarcă apoi lent prin grupul rezistiv $P+R_5$ conectat în paralel. În acest sens, schema pare complicată în mod inutil prin introducerea tranzistorului T_1 și a pieselor aferente R_2, R_3, R_4, D_2, deoarece încărcarea rapidă a lui C_2 ar fi putut fi asigurată direct de la plusul sursei stabilizate, printr-un buton plasat adecvat. S-a avut însă în vedere posibilitatea — destul de probabilă, de fapt — ca butonul B să se afle amplasat la o distanță mai mare față de montaj, ceea ce ar conduce la căderi semnificative de tensiune pe firele de conexiune. În varianta indicată, curentul prin contactele butonului și prin firele sale de legătură este foarte mic, de cca 150 μA. Într-adevăr, apăsarea butonului B stabilește polarizarea bazei lui T_1 în sensul intrării în conducție. Cum acest tranzistor este în conexiune cu colectorul comun, în emitorul său vom regăsi „repetat" potențialul aplicat bazei, în realitate mai puțin cu cca 0,65 V, cît reprezintă căderea pe joncțiunea bază-emitor.

Tensiunea maximă la care se încarcă inițial condensatorul, pe care o vom nota cu U_0, este cu încă aproximativ 0,65 V mai mică, datorită căderii în direct pe dioda de separație D_2. Valoarea U_0 are o bună reproductibilitate, grație stabilizării tensiunii de alimentare a lui T_1. Putem ușor stabili o valoare „rotundă" pentru U_0, de exemplu $U_0 = 5$ V, prin alegerea adecvată a raportului R_2/R_3, eventual prin ajustarea experimentală a lui R_3.

După eliberarea butonului B, tranzistorul T_1 revine în starea de blocare, iar C_2, încărcat la tensiunea U_0, începe să se descarce lent prin singura cale posibilă, respectiv prin grupul $P+R_5$. Într-adevăr, dioda D_2 interzice descărcarea prin R_4, iar grila FET-ului T_2 prezintă o rezistență de intrare încă și mai mare.

Intervalul maxim de temporizare, t_{max}, este determinat de capacitatea lui C_2, de rezistența totală a grupului $P+R_5$, de valoarea inițială a tensiunii pe condensator, U_0, ca și de valoarea finală, U_1, corespunzătoare momentului în care releul revine în repaus. Ținînd cont de legea exponențială de descărcare a unui condensator C printr-o rezistență R,

$$U(t) = U_0 \cdot e^{-t/RC} \qquad (1)$$

deducem expresia intervalului $t_{max} = t_1 - t_0$ pentru cazul nostru (cînd $t_0=0$):

$$t_{max} = (P+R_5) \cdot C_2 \cdot \ln(U_0/U_1) \qquad (2)$$

unde P și R_5 se exprimă în ohmi, U_0 și U_1 în volți, C_2 în farazi, iar t_{max} rezultă în secunde.

În funcție de scopul urmărit, se alege intervalul t_{max} de ordinul zecilor sau al sutelor de secunde (orientativ pînă la cca 10 minute), avînd posibilitatea de a jongla cu valorile P, C_2, U_0 și U_1. Practic se vor folosi potențiometre P liniare, între 1 MΩ și 10 MΩ, condensatoare C_2 de bună calitate (tantal, tensiune cît mai mare), cu valoarea nu mai mare de 47—68 μF (pentru a asigura încărcarea lor rapidă la apăsarea butonului, fără a pune în pericol tranzistorul T_1). În legătură cu alegerea lui U_1 vom face unele precizări mai departe.

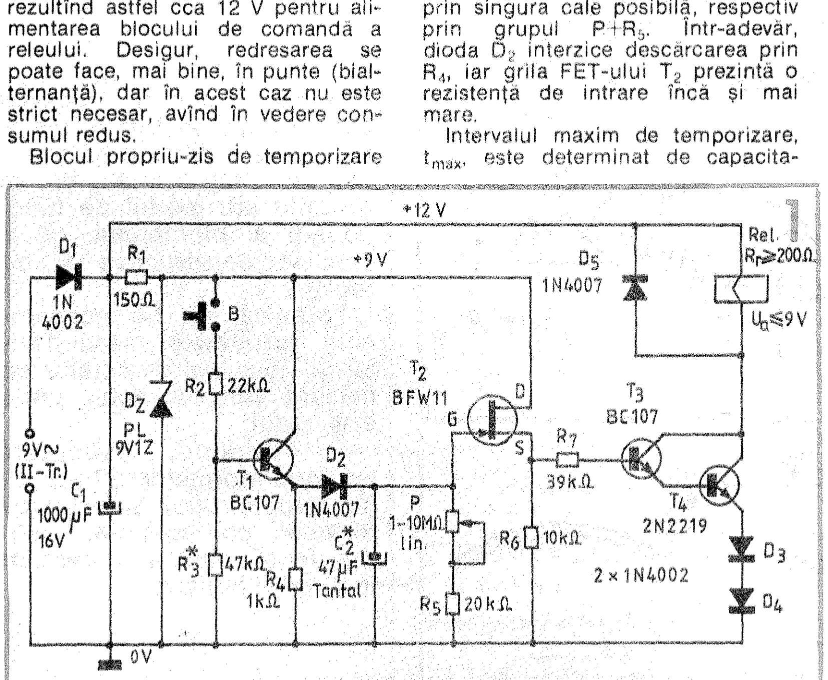
Revenind la schema de principiu, observăm că simultan cu apăsarea butonului B și cu încărcarea lui C_2 la tensiunea U_0, potențialul din sursa FET-ului T_2 (conectat ca „repetor" pe sursă) capătă instantaneu o valoare mai mare decît U_0, ducînd la anclanșarea bruscă a releului. Într-adevăr, blocul de comandă a releului este constituit dintr-un circuit Darlington T_3+T_4, avînd pragul de intrare în conducție (respectiv de blocare) aproximativ egal cu suma căderilor de tensiune pe cele două joncțiuni bază-emitor înseriate și pe diodele D_3 plus D_4, adică de cca 4 x 0,65 V = 2,6 V.

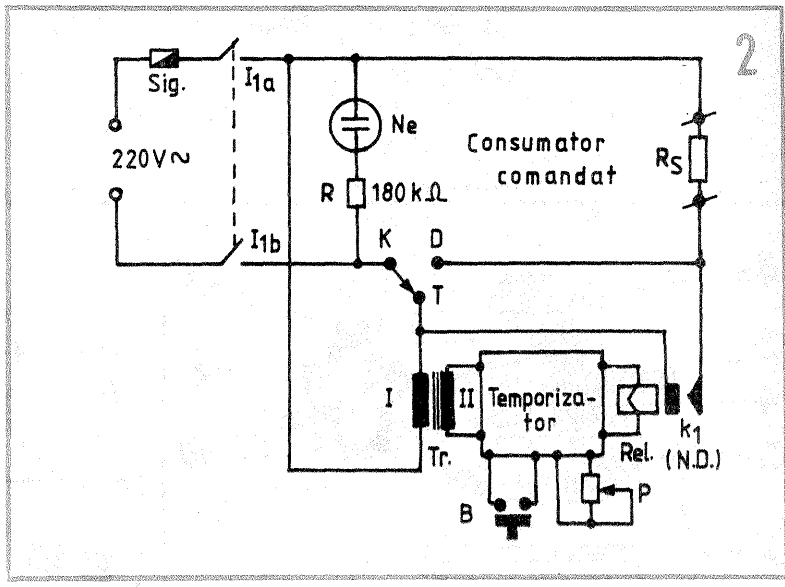
FET-ul T_2 joacă aici rolul foarte important de adaptare între impedanța mare cu care trebuie „urmărită" descărcarea în timp a lui C_2 (fără a perturba legea exponențială amintită) și impedanța considerabil mai mică necesară la intrarea blocului de comandă T_3-T_4.

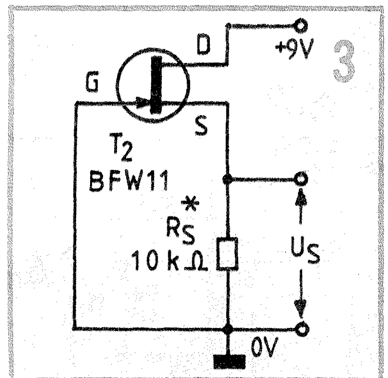
O dată cu anclanșarea releului (și eliberarea lui B), consumatorul R_S este alimentat prin contactele de lucru k_1 normal deschise, care se închid, începînd astfel un ciclu de temporizare.

Pe măsura descărcării în timp a lui C_2, potențialul din sursa lui T_2 scade și el corespunzător, cu un anumit decalaj față de tensiunea la bornele condensatorului. Acest decalaj nu este însă constant, depinzînd pronunțat de caracteristicile I_{DSS} și U_P ale FET-ului, de valoarea rezistenței din sursă, R_6, ca și de temperatură. Este astfel posibil ca, respectînd strict valorile pieselor indicate în schemă, releul să nu revină în starea de repaus nici chiar atunci cînd tensiunea la bornele condensatorului C_2 a ajuns la zero. În practică, deși ne-ar tenta să „împingem" descărcarea lui C_2 pînă la tensiunea finală $U_1=0$ (pentru a obține durate mai mari de temporizare cu capacitatea dată), nu avem interesul să o facem din considerente de precizie. Într-adevăr, în imediata vecinătate a lui zero, variația tensiunii pe condensator devine foarte lentă, neputînd oferi un prag ferm de eliberare a releului, iar pe de altă parte, influența factorilor perturbatori externi crește foarte mult. Așadar, vom considera o tensiune finală la bornele lui C_2 diferită de zero, de pildă $U_1=1$ V.

Cu atît mai mult, pentru $U_1=1$ V este posibil și probabil ca potențialul în sursa lui T_2 să se mențină peste pragul de cca 2,6 V corespunzător eliberării releului, datorită „decalajului" amintit. Ce trebuie făcut în astfel de cazuri? O primă soluție evidentă ar fi să selecționăm tranzistorul T_2 conform montajului experimental auxiliar din figura 3, reținînd exemplarele pentru care U_S are valori cu cel puțin 1 V mai mici decît pragul de cca 2,6 V, adică pentru care $U_S < 1,6$ V (mai sigur, $U_S < 1,2 \div 1,4$ V). Sarcina este destul de dificilă însă, chiar presupunînd că avem FET-uri la discreție. Mult mai simplu pare să creștem puțin pragul de comutație al blocului de comandă T_3+T_4, de exemplu mărind numărul diodelor înseriate (inexplicabil, aparent) sau înlocuind pe D_3 și D_4 printr-o rezistență adecvată.







ABC

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Sistemul Internațional de unități de măsură (S.I.) recomandă ca multiplii să fie formați cu cîte un singur prefix. Prin urmare, nu vom „construi" unități de forma m μ A (milimicroamper) sau Mkg (megakilogram), ci le vom prefera pe cele recomandate, în cazurile de față nA, respectiv Gg.

O sursă frecventă de greșeli în efectuarea calculelor numerice o constituie formulele sau expresiile în care diverse mărimi figurează sub un exponent (puteri negative sau pozitive). De exemplu, se cere determinarea volumului unui cub cu latura l = 2,5 cm, pe baza formulei clasice $V = l^3$. În astfel de cazuri este bine să figurăm simbolul de produs (punct) între valoarea numerică și unitatea de măsură, pentru a nu uita că ambele trebuie ridicate la puterea indicată. Mai mult, dacă unitatea de măsură este un multiplu sau un submultiplu zecimal, ca în cazul de față, vom înlocui în prealabil simbolul prefixului prin factorul corespunzător de multiplicare, tot sub formă de produs, pentru a nu uita că și acesta urmează a fi ridicat la putere. Vom scrie deci:

$V = l^3 = (2,5 \cdot cm)^3 = (2,5 \cdot 10^{-2} \cdot m)^3 = (2,5)^3 \cdot 10^{-6} \cdot m^3$.

PREFIXUL	SIMBOLUL PREFIXULUI	FACTORUL DE MULTIPLICARE
tera	T	10^{12}
giga	G	10^9
mega	M	10^6
kilo	k	10^3
hecto	h	10^2
deca	da	10
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

2. ERORI DE MĂSURARE

În practică ne întîlnim foarte rar cu **valori numerice exacte** ale diverselor mărimi fizice, de exemplu atunci cînd intervin în calcule unitățile de măsură, multiplii sau submultiplii acestora, ori cînd rezolvăm probleme sau efectuăm verificări și calcule bazate pe date inițiale teoretice, prezumtive. De pildă, putem studia teoretic legea de încărcare în timp a unui condensator cu capacitatea C = 100 μF, printr-o rezistență cu valoarea R = 1 MΩ, de la o sursă de tensiune constantă, U = 10 V. Vom obține rezultate frumoase, exacte (mai bine zis oricît de precise dorim, în funcție doar de numărul de cifre semnificative reținute la aproximările de rotunjire și în calcule), dar pur teoretice.

Atunci însă cînd valorile numerice se obțin pe baza unor rezultate experimentale — indiferent dacă este vorba de măsurători directe, absolute sau relative, ori de măsurători indirecte, prelucrări prin calcule, interpolare grafică sau tabelară etc. —, ele sînt inevitabil afectate de un anumit grad de imprecizie, de anumite **erori.** Spunem că avem de-a face cu **valori numerice aproximative** și ne punem în mod firesc problema de a stabili, măcar orientativ, în ce măsură ar putea ele să se abată de la valorile numerice reale (teoretic exacte) care au constituit, de fapt, obiectul măsurătorii sau al determinării.

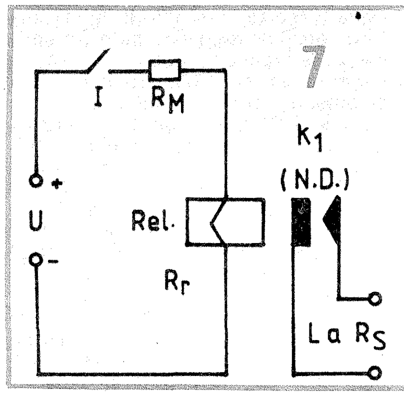
Problema este complexă, depășind cu mult posibilitățile spațiului alocat acestui capitol introductiv din serialul nostru.

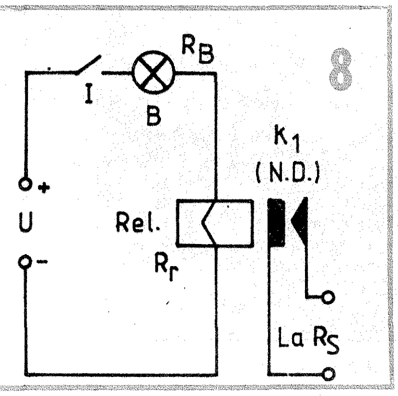
(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

ARTIFICII CU RELEE

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Pentru astfel de aplicații se impune, desigur, măsurarea prealabilă a parametrilor U_a, U_e și R_r caracteristici exemplarului de releu cu care dorim să lucrăm. De exemplu, luînd la întîmplare un releu cu caracteristicile nominale 12 V/400 Ω, să presupunem că am determinat experimental: $U_a \approx 8$ V, $R_r \approx 400$ Ω și $U_e \approx 3,5$ V. Ne propunem să aplicăm acestui releu procedeul de „accelerare" din figura 6, alegînd un raport de supravoltare inițială de 3:1, ceea ce înseamnă că vom folosi o tensiune de alimentare $U = 3 \cdot U_a = 3 \cdot 8$ V = 24 V. După anclanșare (și după intrarea în regimul normal de lucru), vom limita tensiunea la bornele bobinei la o valoare ceva mai mare decît pragul de eliberare U_e, de pildă la cca 5 V = U_r (trebuie să ținem cont de posibilele fluctuații ale tensiunii de alimentare). Prin urmare, curentul consumat în regimul de menținere va fi $I_r = U_r/R_r = 5$ V/400 Ω = 12,5 mA (față de cca 20 mA cît se impune pentru anclanșarea fermă). Diferența de tensiune $U - U_r$ = 24 V − 5 V = 19 V va fi preluată de rezistența R_M, pe care o putem astfel dimensiona: $R_M = (U - U_r)/I_r$ = 19 V/12,5 mA ≈ 1,5 kΩ. Valoarea minimă necesară pentru capacitatea condensatorului se calculează mult mai complicat, dar, din fericire, ea poate fi tatonată ușor pe cale experimentală (sute-mii de microfarazi pentru releele uzuale de mică putere). Chiar pentru o capacitate mult mai mare decît cea necesară, supravoltarea va fi de scurtă durată, datorită legii exponențiale de descărcare a condensatorului.



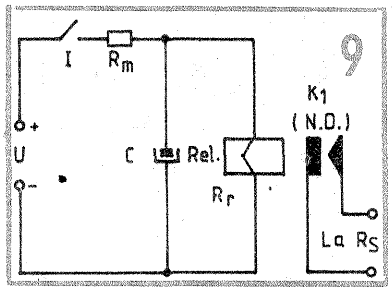


„Accelerarea" unui releu poate fi însă obținută și fără condensator, prin simpla intercalare a unei rezistențe de limitare și — bineînțeles — utilizarea unei tensiuni mai mari de alimentare. Într-adevăr, timpul de anclanșare, T, este determinat după o relație de forma:

$$T \approx \frac{L}{R} + M \qquad (3)$$

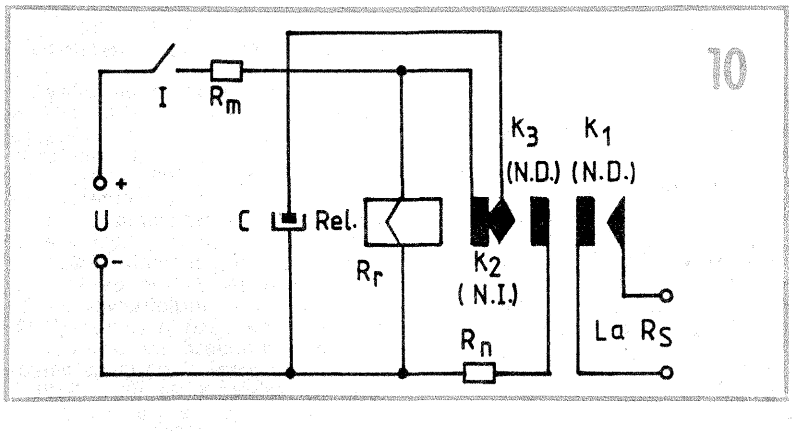
unde L reprezintă un factor inductiv (determinat de inductanța bobinei), R — un factor rezistiv și M — un termen care depinde de mecanica releului (inerția armăturii mobile, elasticitatea îmbinării etc.). Prin construcția releului, mărimile L și M sînt fixe (modificabile cu mari dificultăți), în schimb putem acționa ușor în sensul măririi factorului R, de exemplu prin adăugarea unei rezistențe adiționale R_M, așa cum se sugerează în figura 7.

Tensiunea de alimentare U se poate lua de 3—5 ori mai mare decît pragul de anclanșare fermă, U_a, iar rezistența serie de limitare, R_M, se calculează astfel încît tensiunea la bornele releului în regimul normal de lucru să fie situată undeva între pragurile U_e și U_a, ca în cazul montajului precedent.



Secretul acestui aranjament simplu de accelerare constă în proprietatea bobinei (inductanței sale) de a se opune creșterii curentului electric prin ea. Astfel, între momentul închiderii întrerupătorului și cel al atragerii armăturii, intensitatea curentului tinde să fie diminuată față de cea de regim datorită inductanței bobinei. Un curent mai mic înseamnă însă și o cădere mai mică de tensiune pe R_M, ceea ce duce la o supravoltare inițială a bobinei, cu efectul dorit de reducere a timpului de anclanșare (per ansamblu se stabilește un compromis favorabil între tendințele contradictorii de limitare a curentului, respectiv de supravoltare inițială). Nici de această dată accelerarea nu poate fi „împinsă" prea departe din cauza factorilor mecanici intrinseci (termenul M).

În locul rezistenței adiționale R_M se poate folosi, cu rezultate mai bune, un bec cu incandescență, B (fig. 8). Într-adevăr, efectul de supravoltare a releului va fi în acest caz mai pronunțat, știut fiind faptul că rezistența filamentului „rece" este considerabil mai mică decît în regimul nominal de funcționare.



(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

În fine, analizînd regimul de funcționare a tranzistorului T_2, observăm că „decalajul" amintit poate fi redus la valoarea dorită prin simpla alegere experimentală a rezistenței din sursă, R_6 (se reduce treptat de la 10 kΩ pînă la valoarea corespunzătoare).

Cîteva precizări se impun și în legătură cu alegerea releului Rel. El trebuie să posede, evident, contacte de lucru normal deschise care să suporte curentul maxim absorbit de consumatorul de rețea, R_S. În plus, tensiunea lui reală de anclanșare fermă, U_a, trebuie să fie mai mica decît tensiunea disponibilă de alimentare (cca 12 V) cu cel puțin 2 ÷ 3 V, pentru a ține cont de căderile pe tranzistorul T_4 la saturație și pe diodele D_3–D_4 în conducție, ca și de eventualele fluctuații ale rețelei (tensiunea de 12 V nu este stabilizată). Practic, putem selecționa un releu din seriile de 6 V sau 12 V, cu rezistența bobinei de cel puțin 200 Ω.

În încheiere, să revenim la intervalul maxim de temporizare exprimat prin relația (2), pe care îl putem acum manevra mai sigur, alegînd, de exemplu, U_1 = 1 V. Valoarea lui R_5 este practic neglijabilă în calculele estimative (nu și la etalonare), această rezistență de limitare avînd doar rolul de a proteja potențiometrul atunci cînd cursorul este la extremitatea de rezistență minimă. Pentru U_0 = 5 V și U_1 = 1 V relația (2) devine astfel:

$$t_{max} \approx P \cdot C_2 \cdot \ln 5 \approx 1,609 \cdot P \cdot C_2 \qquad (3)$$

De pildă, dacă luăm P = 10 MΩ și C_2 = 47 μF, obținem aproximativ $t_{max} \approx 1,609 \cdot 10 \cdot 10^6\ \Omega \cdot 47 \cdot 10^{-6} F \approx 756$ s. Pentru o plajă mai mică, de pildă de cca 60 s, putem scadea valoarea lui P la 1 ÷ 3 MΩ, alegînd corespunzător pe C_2 între 15 μF și 47 μF.

În final, potențiometrului P i se va atașa un tambur divizat echidistant și etalonat experimental în unități de timp (secunde, zeci de secunde, minute). La nevoie se pot introduce două condensatoare C_2, selectabile dintr-un comutator suplimentar, obținînd astfel două plaje diferite de reglaj.

Realizat îngrijit, montajul poate oferi o reproductibilitate foarte bună, cu erori relative de sub 1%.

CQ-YO

TRANSCEIVER US

YO3BAL, YO3DAC

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Din emitor, prin C214 și R216, curentul de audiofrecvență este condus la intrarea amplificatorului de audiofrecvență, care este alimentat atît la emisie, cît și la recepție, permițînd operatorului un autocontrol în lucrul pe telegrafie și telefonie. Repetorul (T203) alimentează prin comutatorul electronic mixerul echilibrat prin C213 și filtrul format din C224, C225 și șocul de 1 mH. Pentru a asigura o bună stabilitate a amplificatorului de microfon, acestuia i s-a aplicat o puternică reacție negativă (C206, R206 și R204). Oscilatorul de audiofrecvență este de tipul cu defazare R.C. Elementele care asigură lanțul de reacție sînt: R237, R236, C237, C238 și C239. Pornirea oscilatorului se face prin punerea la bara de minus a rezistoarelor R236 și R237 prin cheia de manipulare. Oscilatorul de purtătoare (500 kHz) este echipat cu tranzistorul T210, căruia îi urmează un repetor pe emitor (T209) și un etaj amplificator (T208). Reacția se face inductiv, prin bobina L204, care asigură și transferul semnalului pe baza tranzistorului separator. Potențiometrul semireglabil R231 asigură un nivel convenabil pe baza lui T208 și implicit la ieșirea lui L201. De la oscilatorul de purtătoare, semnalul se aplică mixerului (D203 — D206) pe brațele A B, unde găsim și semnalele DSB și respectiv telegrafie modulată.

Prin bobina de cuplaj L115 semnalul este transferat circuitului C140, C139. Tranzistorul T107 este montat ca amplificator; sarcina lui este circuitul C136 — L113, care este cuplat cu L112. Prin condensatoarele C129, C127 și C126 semnalul DSB este aplicat filtrului „trece-bandă" EMF500. De la filtru, prin C124, C125, L110 și circuitul L109, C121 și C122, semnalul BLU ajunge pe baza lui T104, care-l amplifică, avînd ca sarcină circuitul L108, C117 și C118. Inductanța L107 transferă semnalul mixerului (D101 — D104). Pe priza lui L107 prin C148 găsim semnalul de la oscilatorul 9,5 sau 8,5 MHz. L105 conduce semnalul furnizat de mixer spre un filtru „trece-bandă", format din L105, C114, C115, C112 și L104.

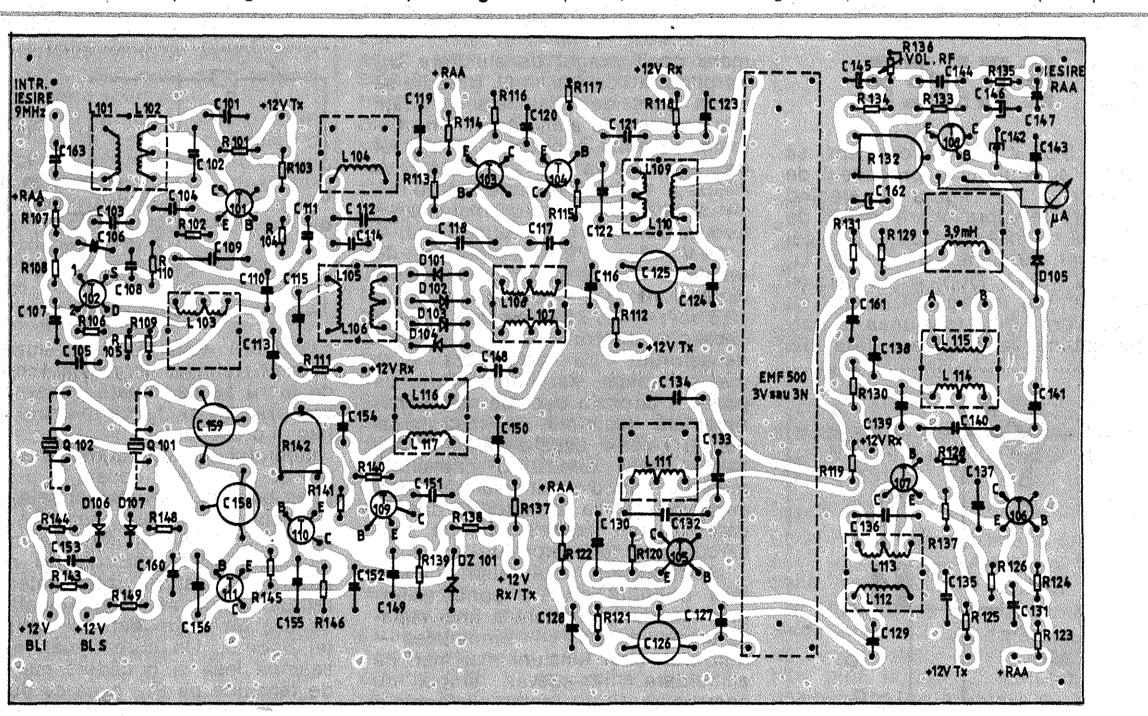
Un alt circuit de filtrare este format din L103, C109 și C110.

Din divizorul capacitiv C109, C110 este cuplat un amplificator (T101), în colectorul căruia este montat filtrul format din L102, C102. Bobina L101 face cuplajul cu mixerul format din D307-D310 prin condensatorul C163.

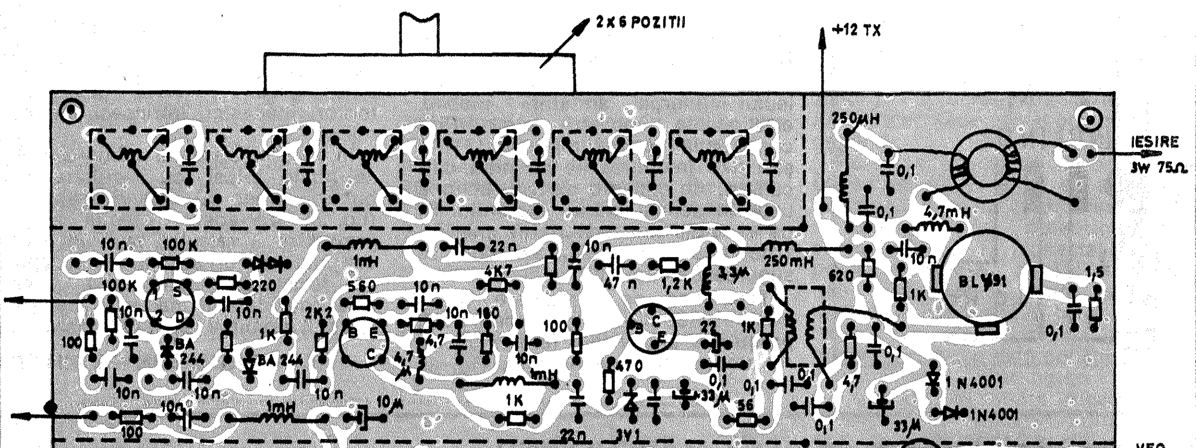
Din secundarul transformatorului TR304, prin C326 și K301D, semnalul este condus spre filtrul „trece-bandă" (L302, C327, C328, L303 și C329) și comutatorul K301C către amplificatorul de emisie T302 prin D304 și C307.

Pentru obținerea unei benzi de trecere foarte mari (1—30 MHz), tuturor etajelor amplificatoare de emisie li se aplică o puternică reacție negativă astfel: T302 are între bază și colector circuitul R308, șocul de 3,3 μH și C308, al doilea etaj (T303) are montate componentele R316, șocul de 3,3 μH și condensatorul C317, iar T304 dispune de R323, șocul de 3,3 μH și condensatorul C317.

Cuplajul între etaje se face astfel: din colectorul lui T302 semnalul trece prin C312 pe baza lui T303; din colectorul acestuia, prin transformatorul TR301, pe baza lui T304 și din colectorul lui, prin TR302, se ajunge la filtrul „trece-jos" sau la un etaj final de mare putere.



Cablajul imprimat și implantarea pieselor pentru AFI — 500 kHz și AFI — 9 MHz



Cablajul imprimat și implantarea pieselor pentru filtrele trece-bandă, mixerele de emisie și recepție

FUNCȚIONAREA PĂRȚII DE EMISIE ÎN CURENT CONTINUU

Rezistoarele aferente lui T201 sînt: R204, 205 în emitor, R202, 203 în bază și R207 în colector; T202 se alimentează prin R210 din emitor la bara de minus, R208, 209 polarizează baza și R211 alimentează colectorul de pe rezistența de filtru R215. Etajul repetor (T203) are în alimentare componentele: R214 în emitor și R211, 213 în bază.

Oscilatorul de audiofrecvență este alimentat prin R343 în emitor; R239, R240 care formează divizorul pentru alimentarea bazei; R241 leagă colectorul la rezistența de filtru R238.

Condensatoarele pentru decuplare sînt: C204, C208, C209, C212 și C242.

Alimentarea oscilatorului de purtătoare (T210) are traseul: R234 din emitor la masă, R235 alimentarea bazei și L203 șocul din emitor la masă, R235 alimentarea bazei și L203 șocul de 3,9 mH și R228 care alimentează colectorul. Dioda DZ201 asigură o tensiune stabilizată pentru alimentarea etajului oscilator. Etajul separator are în alimentare rezistoarele: R231 în emitor și R233 pentru polarizarea bazei. Amplificatorul se leagă la bara de minus prin R230 în emitor și R231 în bază. La bara de plus este legat prin R229 în bază și L202 și L227 în colector.

Condensatoarele pentru decuplarea oscilatorului de purtătoare sînt: C233, C230, C229, C231, C227 și C235.

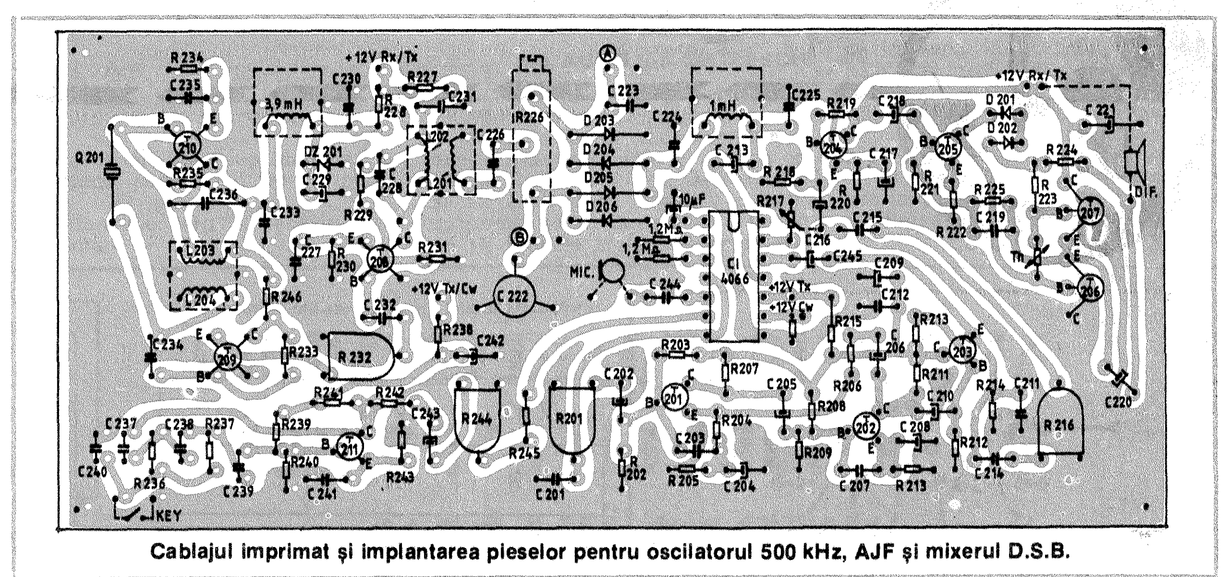
Amplificatorul de DSB (T107) se alimentează în emitor prin R216, în bază prin R128, R127, R125 și în colector prin L113 și R125 la bara de plus.

Primul amplificator de BLU (T104) se alimentează prin R116 în emitor, R117, R115, R112 în bază și L108, R112 în colector. Cel de-al doilea amplificator de SSB (T101) se alimentează prin componentele: R102 în emitor, R103, R101, R104 în bază și L102, R101 în colector.

Deschiderea diodei de comutare D304 se face prin K306, șocul de 1 mH și R312. Baza tranzistorului T302 este polarizată de divizorul R307, R309, emitorul se alimentează prin R310, R311; colectorul este legat la bara de plus prin șocul de 1 mH, R314 și R313. Tranzistorul prefinal se alimentează în emitor prin R317 și R318. Curentul de repaus este dictat de raportul dintre valorile rezistoarelor R319-R315. Colectorul se alimentează prin primarul transformatorului TR301. Amplificatorul final T304 are montat în emitor rezistorul R324; divizorul format din R32, R322 determină valoarea lui I_{CO}.

Colectorul se alimentează de la bara de plus prin înfășurarea primară a transformatorului TR302.

Etajele amplificatoare de DSB, BLU și de radiofrecvență au ca decuplări condensatoarele: C137, C135, C123, C120, C104, C101, C310, C311, C309, C313, C314, C315, C316, C319, C321 și C320.



Cablajul imprimat și implantarea pieselor pentru oscilatorul 500 kHz, AJF și mixerul D.S.B.

REGLAJE ȘI MONTARE

Pentru obținerea unor performanțe înalte este necesar un minim de aparate de măsură. Iată care sînt acestea: osciloscop 0—10 MHz; generator de radiofrecvență 100 kHz — 30 MHz, frecvențmetru digital 0—30 MHz și un instrument universal de măsură.

Reglarea se începe cu etajele oscilatorului de purtătoare (500 kHz).

Pentru obținerea unei forme de undă sinusoidală la ieșirea montajului (L201) se va tatona valoarea rezistoarelor R235, R233, R231 și R229. Dacă montajul nu intră în reacție, se inversează capetele bobinei L204. Echilibrarea mixerului D203-D206 se face cu potențiometrul R226, care va fi acționat în sensul obținerii unui nivel cît mai mic în colectorul tranzistorului T107 (se vizionează cu osciloscopul). Reglajul bobinelor din cele două căi de frecvență intermediară se face (500 kHz și, respectiv, 9 MHz) pentru obținerea unui nivel cît mai mare și nedistorsionat, pe poziția de telegrafie cu cheia închisă. Pentru adaptarea filtrului EMF5000 se vor regla condensatoarele C125 și C126. Filtrul „trece-bandă" de la ieșirea mixerului (D307-310) se reglează pe maxim de nivel de ieșire în banda respectivă și pentru o cît mai mică neliniaritate în amplitudine pe cuprinsul benzii.

Prin ajustarea valorii condensatorului C328 se obține o „acoperire" mai mare sau mai mică a filtrului. Reglajul acestui filtru se face foarte ușor cu ajutorul unui vobuloscop (cine dispune de el). Amplificatorul de microfon are ca reglaj de nivel potențiometrul R201. Poziția acestuia va fi aleasă pentru un semnal cu distorsiuni minime la ieșirea etajului amplificator de radiofrecvență-emisie. Rezistorul semireglabil R244 stabilește un nivel optim la intrarea comutatorului de audiofrecvență.

Singurul reglaj al părții de recepție constă în alegerea pragului de RAA (R133) și al indicatorului de cîmp (R132).

După montarea pieselor pe plăcile de cablaj imprimat acestea se vor închide în cutii metalice confecționate din tablă subțire de fier cositorit. În capace se vor practica găuri în dreptul elementelor de reglaj (bobine și potențiometre semireglabile).

NR. CONDENSATOR	VALOARE (pF)	BANDĂ (MHz)
C301, 329, 327	270	3,5
—„—	150	7
—„—	100	14
—„—	56	21
—„—	47	28
C328	33	3,5
—„—	3,3	7
—„—	4,7	14
—„—	2,2	21
—„—	2,2	28

DATELE DE CONSTRUCȚIE ALE BOBINELOR

NUMĂRUL BOBINEI	DIAMETRUL SÎRMEI (mm)	DIAMETRUL CARCASEI (mm)	TIPUL MIEZULUI	NR. SPIRE	OBSERVAȚII
L 101	0,1		FI 10,7 MHz	3	priză la spira
L 102	0,1		—„—	14	14
L 103	0,1		—„—	14	—„—
L 104	0,1		—„—	14	
L 105	0,1		—„—	14	
L 106	0,1		—„—	2x3	
L 107	0,1		FI 455 kHz	2x7	
L 108	0,1		—„—	70	priză la spira
L 109	0,1		—„—	70	23
L 110	0,1		—„—	7	—„—
L 111	0,1		—„—	70	priză la spira
L 112	0,1		—„—	7	23
L 113	0,1		—„—	70	priză la spira
L 114	0,1		—„—	70	23
L 115	0,1		—„—	40	—„—
L 201	0,1		—„—	7	
L 202	0,1		—„—	70	
L 203	0,1		—„—	70	
L 204	0,1		—„—	7	
L 301	0,2	⌀ 5	ferită	33 priză la 11	banda de 3,5
	0,3	—„—	—„—	19 priză la 5	banda de 7
	0,3	—„—	—„—	10 priză la 3	banda de 14
	0,3	—„—	—„—	7 priză la 2	banda de 21
	0,3	—„—	—„—	33 priză la 11	banda de 28
L 302	0,2	⌀ 5	ferită	33 priză la 11	banda de 3,5
	0,3	—„—	—„—	19 priză la 5	banda de 7
	0,3	—„—	—„—	10 priză la 3	banda de 14
	0,3	—„—	—„—	7 priză la 2	banda de 21
	0,3	—„—	—„—	7 priză la 2	banda de 28
L 303	0,2	⌀ 5	ferită	33 priză la 11	banda de 3,5
	0,3	—„—	—„—	19 priză la 5	banda de 7
	0,3	—„—	—„—	10 priză la 3	banda de 14
	0,3	—„—	—„—	7 priză la 2	banda de 21
	0,3	—„—	—„—	7 priză la 2	banda de 28
TR301	0,3		tor ferită	2 x 12	Se înseriază corespunzător
TR302	0,3		—„—	2 x 15	—„—
TR303	0,3		—„—	2 x 15	—„—

ETAJE RF DE PUTERE

Ing. TUDOR TĂNĂSESCU, YO3-200 000/B

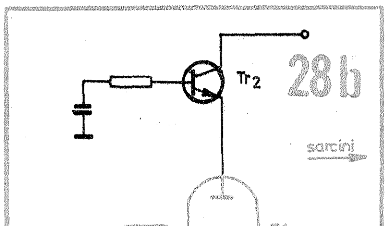
(URMARE DIN NR. TRECUT)

Alte posibilități de îmbunătățire a calității (tehnică AF)

Deși în mod teoretic un amplificator RF—SSB poate funcționa în clasă B „într-un singur tub", spre deosebire de AF, unde sînt necesare două tuburi, deoarece nu dispunem de dispozitive perfect liniare (am văzut că și tuburile prezintă neliniaritate la niveluri mici), alegerea unui curent de repaus prea mic conduce la apariția unor distorsiuni (mai ales la nivel mic) gen „cross over". Este necesară alegerea unui curent de repaus mai mare (experimental), deoarece la construcția tuburilor de RF obișnuite nu s-a ținut seama de acest mod de lucru. În general, ele au fost dimensionate pentru lucru în clasă C, problema liniarității nefiind importantă. Indicații de catalog sînt puține în acest sens, dar pot fi utilizate datele referitoare la regimul AF cînd s-a prevăzut funcționarea acestor tuburi și ca modulatoare. Folosirea a două tuburi în contratimp în clasă B prezintă o proprietate interesantă în sensul că în regiunea neliniară comună ambele dispozitive distorsionează dar în sens contrar, astfel încît rezultatul în sarcină este un semnal curat.

Folosirea în contratimp a două tuburi în etajele RF—SSB, în afară de avantajul calității, mai conduce la un avantaj suplimentar. Astfel, în conexiune paralel se obține o dublare a puterii. În schema contratimp cu aceleași tuburi se poate obține o putere de circa 3÷3,5 ori mai mare, în condițiile unui randament sporit.

Aceleași concluzii sînt valabile și în cazul tranzistoarelor, pentru care schema în contratimp este în mod deosebit recomandată.



Montaj experimental

Și pentru că nici o teorie nu poate fi acceptată pînă nu trece „proba de foc" experimentală, iată în figura 29 un montaj practic care realizează pe rînd cele două tipuri de schemă (catod la masă, grilă la masă) prin decuplarea corespunzătoare necesară fiecărei configurații.

Circuitele oscilante se formează exclusiv pe capacitățile proprii tubului și pe inductanțele parazite de montaj minime considerate.

Tubul și regimul de c.c. rămîn neschimbate.

Realizarea decuplărilor conduce la obținerea pe rînd a celor două tipuri de oscilatoare amintite în cadrul articolului (Miller K.M., Colpitts G.M.). Aprecierea stabilității se poate face prin experimente de „forțare" de intrare în oscilație și de scoatere din această stare.

Tubul ales inițial este de tipul 6P36S, care oscilează cel mai ușor și cel mai „violent", avînd parametri „optimi" în acest sens (capacități proprii și pantă foarte mari).

Experimente cu 6P14, EL84 și G807 conduc la aceleași rezultate în condiții similare.

Montajul se execută în următoarele condiții: pe o placă de circuit imprimat 10x10 cm se fixează la centrul soclul tubului; toate rezistoarele vor fi de tipul antiinductiv, condensatoarele de tipul plachetă disc ceramice, cu terminale tăiate la circa 5 mm față de corp pentru a se realiza inductanțe minime.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

HI-FI

AMPLIFICATOARELE AUDIO CU TUBURI ELECTRONICE: UN PAS ÎNAPOI?

Ing. AURELIAN MATEESCU

În momentul actual, cercetările intense din toate ramurile electronicii și electrotehnicii își spun pe deplin cuvîntul în ceea ce privește aparatura electronică de larg consum. Specializarea, miniaturizarea, creșterea parametrilor calitativi, scăderea consumului de energie ar putea face anacronic și desuet subiectul pe care îl vom trata în continuare: amplificatorul de audiofrecvență cu tuburi electronice.

Semiconductoarele, circuitele hibride sau integrate, oricît de sofisticate și specializate, nu au putut înlătura complet și definitiv tuburile electronice, care mai sînt și astăzi utilizate în unele domenii ale electronicii (între care și cel al audiofrecvenței). Progresele citate mai sus au lăsat marelui public impresia că între tuburile electronice și redarea HI—FI a sunetului există o incompatibilitate evidentă. Progresele înregistrate în tehnica semiconductoarelor, ca și avantajele oferite de reducerea consumului energetic, a consumului de materiale, a greutății produselor, au determinat restrîngerea ariei de utilizare a tuburilor electronice care, cel puțin în domeniul audio, apar ca o prezență bizară.

Dacă urmărim realizările actuale din domeniul HI—FI, vom observa că firmele de mare prestigiu au în nomenclatorul de fabricație și produse ce conțin tuburi electronice.

Aceste produse sînt de uz profesional sau sînt destinate unui public avizat și dispus să achite un preț deloc neglijabil. Spre exemplificare, cităm faptul că un preamplificator și un amplificator final cu puterea de 2 x 40 W, echipat cu tuburi electronice, produs de firma LUXMAN (din Japonia), modelul CL—360 (preamplificator) + MQ—360 (etaj final) costă de trei ori mai mult decît sistemul 880 produs de TECHNICS (Japonia), ce conține un amplificator clasa AA de 2 x 80 W nominal, tuner cu sintetizare de frecvență, cititor de compact discuri, dublu casetofon cu autorevers, pick-up cu braț tangențial direct-drive, egalizor cu analizor de spectru, două incinte cu trei căi și telecomandă în infraroșu.

Nu vom analiza cauzele ce au determinat acest „anacronism", ci vom încerca să prezentăm cititorilor unele certe avantaje ale montajelor cu tuburi electronice și în special ale amplificatoarelor de audiofrecvență.

Vizavi de consumul relativ mare de energie, de greutatea mare, de prezența transformatoarelor în lanțul de amplificare, amplificatoarele audio cu tuburi prezintă o serie de avantaje care nu sînt deloc de neglijat:

— simplitate și număr de componente mult redus în comparație cu amplificatoarele cu componente discrete și semiconductoare de putere echivalentă;

— rezistență mare la greșeli de exploatare și întreținere;

— liniaritate mare a caracteristicii de frecvență;

— o mare „puritate" a sunetului.

După cum se știe, este foarte important ca elementele unui lanț de audiofrecvență să nu introducă noi componente care nu există în semnalul inițial. Componentele electronice ale unui amplificator pot genera armonici ale sunetului pe care îl amplifică. Atunci cînd armonicile generate sînt de ordin par, ele provoacă o alterare a timbrului sunetului, aflîndu-se la interval de o octavă de fundamentală. Aceste distorsiuni sînt distorsiuni de frecvență. Atunci cînd armonicile sînt de ordin impar (3, 5, 7 etc.), acestea conduc la apariția distorsiunilor armonice sau de neliniaritate, care se manifestă printr-un sunet răgușit, sunet „de tranzistor".

Prin măsuri simple și alegerea corectă a punctelor de funcționare ale tuburilor, coeficientul de distorsiuni de frecvență și mai ales de distorsiuni de neliniaritate al amplificatorului cu tuburi poate fi redus la valori foarte mici comparativ cu etajele cu semiconductoare, la care aspectul general al schemei se complică mult.

Coeficientul de distorsiuni de intermodulație, care arată în ce măsură două semnale audio, unul de frecvență joasă și unul de frecvență înaltă, se influențează reciproc, este, în general, mult mai redus la amplificatoarele cu tuburi.

Din punctul de vedere al constructorului amator, un amplificator cu tuburi electronice poate fi ușor abordat și cu rezultate surprinzătoare pentru constructor: respectarea schemei, a indicațiilor constructive asigură reușita construcției. Eventualele greșeli sînt mai ușor de corectat și mai „ieftine" decît în cazul semiconductoarelor, cînd o greșeală are repercusiuni extrem de costisitoare (defectarea circuitelor integrate, a tranzistoarelor de putere, componente costisitoare în general). Teama de a lucra cu tensiuni mari este nejustificată în cazul în care se respectă normele generale de protecție. Apoi să nu uităm că în orice televizor cu semiconductoare sînt potențiale ridicate, dar există și reguli de electrosecuritate care se respectă în cazul intervențiilor și reglajelor.

Pentru exemplificarea calităților unui etaj final echipat cu tuburi electronice vă propunem să încercați construcția unui amplificator avînd următoarele caracteristici tehnice:

— puterea nominală de ieșire $P_n = 6$ W;

— sensibilitatea la intrare pentru obținerea puterii nominale Ui = 1 V;

— banda de frecvență redată este de 30 ÷ 20 000 Hz, cu o neliniaritate sub ± 1 dB;

— coeficientul de distorsiuni THD ≤ 0,1% la P = 4 W;

— alimentarea anodică Ua = 300 V la un curent la = 100 mA.

Evident, în cazul construcției stereofonice, consumul de curent se dublează, fapt ce trebuie luat în calcul la construcția alimentatorului.

Pentru obținerea unui coeficient redus de distorsiuni, etajul final lucrează în clasă A, fără curenți de grilă, montaj rar utilizat datorită randamentului mai scăzut.

Tot în vederea îmbunătățirii performanțelor, se remarcă următoarele detalii:

— reacția negativă de circa 24 dB obținută prin rețeaua ce leagă secundarul transformatorului de ieșire de catodul primei triode;

— grupurile R8—C3 și R9—C2 care asigură compensarea necesară la frecvențe înalte;

— cuplajul galvanic între anodul primei triode și grila celei de-a II-a triode, care asigură o redare neatenuată a frecvențelor joase (atenuare introdusă de reactanța capacitivă a condensatorului de cuplaj);

— trei circuite RC sînt cuplate pe înfășurările transformatorului de ieșire: R20—C9, R21—C10 și R22—C11.

Transformatorul de ieșire are următoarele date constructive:

— secțiunea miezului S = 7,5 cm²;

— primar: 2 x 2 275 spire CuEm 0,16 mm;

— secundar: 72 + 30 spire CuEm 1,1 mm;

— tolele se montează lamelat întrețesut, deci fără întrefier.

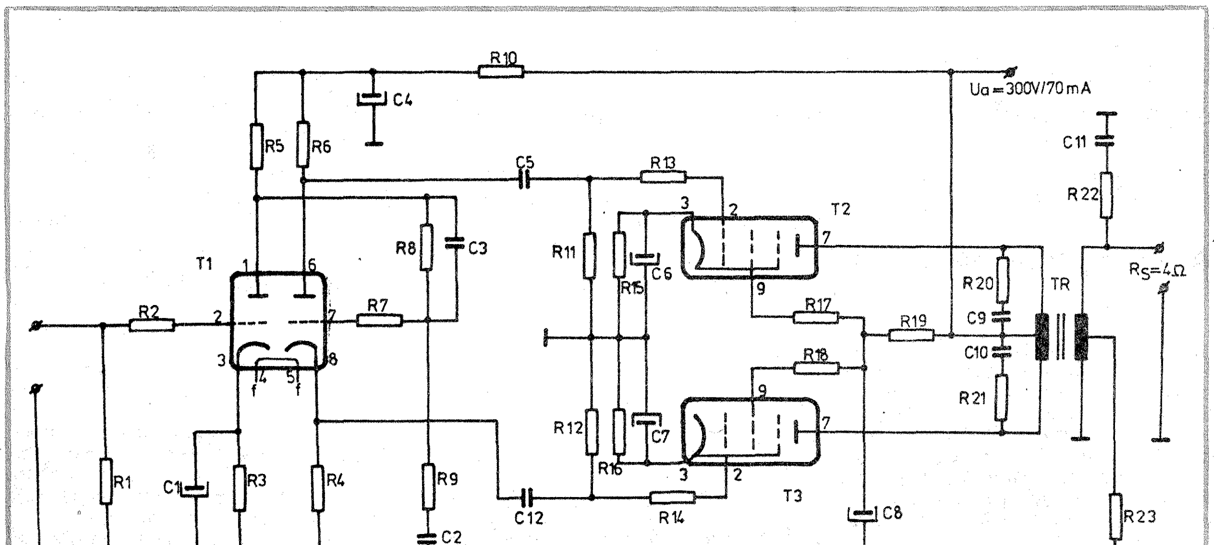
Bobinajul se va executa astfel:

— se bobinează prima jumătate a primarului și se izolează cu un strat de prespan de 0,25 mm;

— se bobinează secundarul care se izolează identic cu prima secțiune a primarului;

— se bobinează ultima secțiune a primarului, după care se izolează;

— se conectează sfîrșitul primei secțiuni a primarului cu începutul



TDA4930-AMPLIFICATOR STEREO

Ing. AURELIAN MATEESCU

Circuitul integrat monolitic TDA4930, realizat în tehnologie bipolară, este un amplificator de audiofrecvență, în clasă B, stereofonic. El poate funcționa ca amplificator monofonic în punte. Dispune de următoarele facilități:

— minimum de componente externe;

— protecție la scurtcircuit a ieșirilor;

— protecție la suprasarcină și depășirea domeniului de temperatură;

— domeniu larg al tensiunii de alimentare.

Circuitul este produs de firma SIEMENS pentru utilizări diverse și în special pentru receptoarele de televiziune stereofonice. Poate fi utilizat în domeniul de tensiune de alimentare cuprins între 8 V și 26 V, cu rezistențe de sarcină între 1 Ω și 16 Ω. Primele etaje sînt amplificatoare diferențiale cu reacție negativă puternică. Compensarea internă de frecvență limitează banda de frecvență la 4,5 MHz. Etajele finale sînt realizate cu tranzistoare cvasi pnp, avînd tensiunea de saturație redusă. Fiecare element de putere este echipat cu un circuit de protecție independent ce asigură ieșirile amplificatoarelor împotriva scurtcircuitului în curent continuu și alternativ.

(CONTINUARE ÎN PAG. 11)

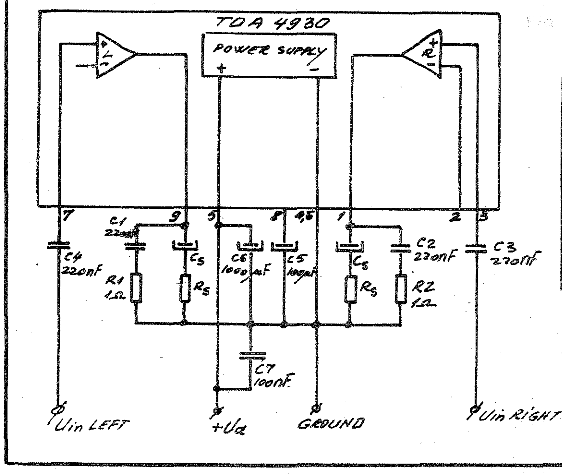


Fig. 1 Schema de utilizare ca amplificator stereofonic

Ua	19 V	26 V
R_s	4 Ω	8 Ω
C_s	100 μF	470 μF

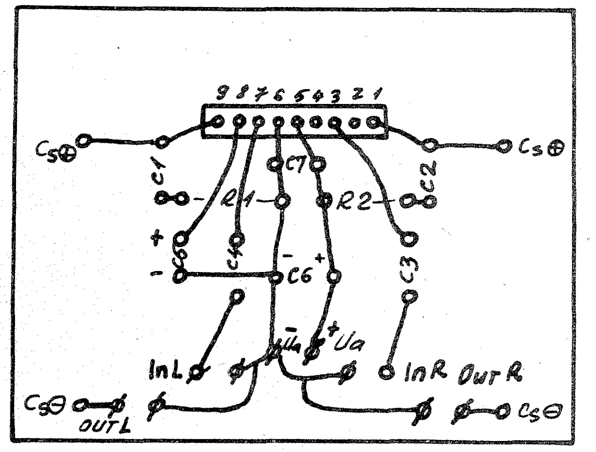
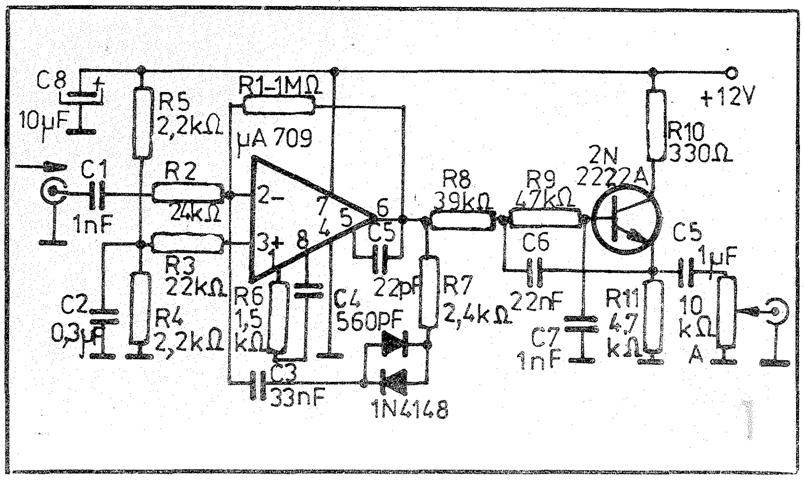


Fig. 2 Montaj stereo-fața placată a circuitului imprimat

COMPRESOR DE DINAMICĂ

I. MIHAI



Compresorul de dinamică prezentat în figura 1 este recomandat în traficul radio și chiar la înregistrări magnetice.

Cuplînd microfonul la condensatorul C1, acesta transmite mai departe semnalul, dar împreună cu impedanța de intrare formează un filtru trece-sus, suprimînd componentele de joasă frecvența generatoare de distorsiuni în procesul de compresie.

Rezistențele R1 și R2 impun cîștigul în curent continuu al circuitului operațional.

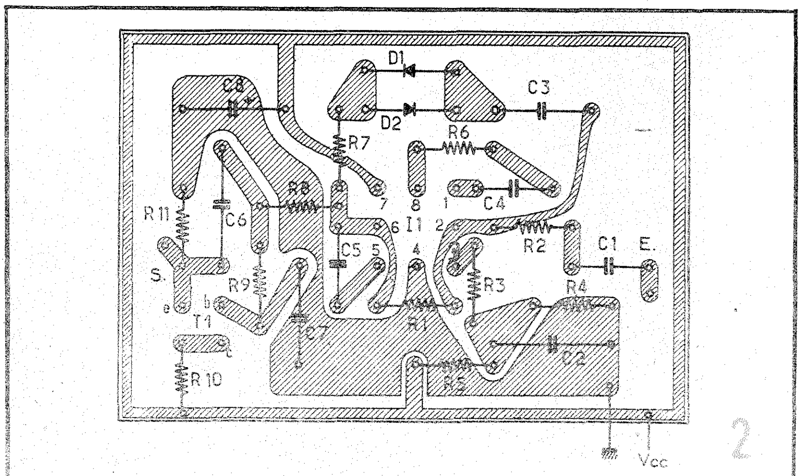
Rezistențele R3 și R4 formează un divizor ce apare ca referință (tensiunea) pentru amplificarea circuitului.

Diodele, împreună cu C3 și R7, formează bucla de reacție în curent alternativ, respectiv stabilesc cîștigul fixînd pragul la compresie.

La ieșirea circuitului operațional urmează un etaj de refacere a formei semnalului. Condensatorul C7 filtrează frecvențele înalte de după compresie, iar condensatorul C6 reinjectează în fază o parte a curentului de emitor și permite refacerea sinusoidei. Ieșirea se face pe impedanța mică.

Nivelul de intrare minim este de 100 mV, banda de trecere este 600 Hz — 2,2 kHz, iar distorsiunile între 2% și 5%.

În figura 2 se prezintă cablajul și dispunerea pieselor pe cablaj.



2

celei de-a II-a secțiuni, obținîndu-se punctul median.

Acest amplificator poate fi atacat de un preamplificator cu tuburi electronice sau tranzistorizat, avînd tensiunea de ieșire de 1 V pe o sarcină de minimum 100 kΩ.

Cablajul se poate executa pe placă de sticlostratitex placat cu folie de cupru sau convențional, cu cose. În cazul folosirii cablajului imprimat se vor utiliza socluri nonale cu implantare pe cablaj. Se va prefera alimentarea separată a filamentelor, cu două fire torsadate ce vor evita apropierea de circuitele de grilă. Pentru evitarea brumului de rețea, pe înfășurarea de filament se prevede un potențiometru bobinat de circa 100 Ω, tip radioficare, al cărui cursor se va lega la masă. La reglaje se va stabili poziția cu minimum de brum de rețea.

Cei ce vor executa montajul vor avea o plăcută surpriză:

— montajul se execută ușor și nu necesită ajustări și reglaje, dacă sînt verificate componentele înaintea montării;

— se poate utiliza transformatorul de ieșire al radioreceptoarelor MODERN (R.S.R.), ROSSINI (R.D.G.), FESTIVALS și ESTONIA (U.R.S.S.);

— ca transformator de rețea se poate utiliza transformatorul de rețea al receptoarelor citate mai sus sau se poate bobina pe tole recuperate. Calculul este clasic. În cazul montajului stereo se va ține cont de consumul total (circa 20 mA anodic);

— redresarea se face cu o punte 1PM8 sau cu patru diode F407 sau echivalente;

— la montaj, axele transformatoarelor vor fi orientate perpendicular; se va prefera ecranarea în tablă de oțel moale de 1 mm;

— montajul poate fi atacat direct de o doză de pick-up de tip piezo, prin intermediul unui potențiometru de 1 MΩ pentru reglajul volumului. Doza se va înseria cu o rezistență de 0,5 MΩ.

Deși puterea de ieșire pare mică în comparație cu cea a amplificatoarelor curent utilizate azi, audiția va lăsa impresia utilizării unui amplificator cu semiconductoare cu putere de 2—3 ori mai mare.

BIBLIOGRAFIE:

Ghidul radioconstructorului amator, U.R.S.S., 1973

Colecția „Tehnium", 1970—1980

Colecția „Radio" (U.R.S.S.), 1965—1980.

George Racz, Tînărul audioamator, 1964

Revue du son (Franța), 1960—1970.

LISTA COMPONENTELOR:

R1 — 270 kΩ; R2 — 1 kΩ; R3 — 4,7 kΩ; R4 — 100 kΩ; R5 — 680 kΩ; R6 — 100 kΩ; R7 — 1 kΩ; R8 — 680 kΩ; R9 — 30 kΩ; R10 — 15 kΩ/1 W; R11 — 680 kΩ; R12 — 680 kΩ; R13 — 1 kΩ; R14 — 1 kΩ; R15 — 220 Ω; R16 — 220 Ω; R17 — 100 Ω/1 W; R18 — 100 Ω/1 W; R19 — 15 kΩ/2 W; R20 — 3 kΩ; R21 — 2 kΩ; R22 — 15 Ω; R23 — 180 Ω; R24 — 100 Ω; C1 — 25 μF/25 V; C2 — 30 pF, ceramic; C3 — 5 pF, ceramic; C4 — 50 μF/350 V; C5 — 0,1 μF/400 Vcc, polistiren; C6 — 50 μF/25 V; C7 — 50 μF/25 V; C8 — 50 μF/350 V; C9 — 1 nF/1 000 Vcc, polistiren; C10 — 1 nF/1 000 Vcc, polistiren; C11 — 0,1 μF/400 V, polistiren; C12 — 0,1 μF/400 V, polistiren; T1 = ECC81; T2 = T3 = EL84.

NOTĂ. Rezistoarele nespecificate au puterea de 0,5 W.

CIRCUITUL INTEGRAT βE555

I. DUMITRU

Unul din circuitele integrate mult utilizate de radioamatori în diverse automatizări este E555.

Observînd figura 1, putem constata că acest circuit este format din două comparatoare, un multivibrator bistabil, un amplificator de ieșire și un tranzistor.

Fiecare comparator detectează un nivel de tensiune, primul tensiunea de comandă, secundul tensiunea de referință, respectiv de încărcare a unui condensator exterior.

Schimbarea stării acestor comparatoare impune bascularea multivibratorului care, la rîndul său, comandă amplificatorul de ieșire și tranzistorul T1.

Considerînd circuitul după o punere la zero, condensatorul C este scurtcircuitat de T1. Dacă un impuls negativ este aplicat la borna 2, comparatorul 1 determină bascularea multivibratorului.

În acest moment T1 se blochează, iar amplificatorul de ieșire își schimbă starea. Condensatorul C începe să se încarce și tensiunea sa atinge pragul comparatorului 2, acesta își schimbă starea, făcînd să basculeze multivibratorul ce determină intrarea în saturație a lui T1 și descărcarea lui C și implicit o nouă schimbare de stare a amplificatorului de ieșire.

Dacă nu mai sosește un impuls negativ la borna 2, sistemul rămîne în starea descrisă ca a unui multivibrator monostabil. Durata unui impuls furnizat de circuit este funcție de RC.

Este posibil ca în funcționarea monostabilă sistemul să rămînă la zero și atunci se aplică un impuls la borna 4. Dacă această bornă nu este folosită, se recomandă a fi conectată la + spre a nu se produce declanșări parazite.

O altă utilizare a acestui circuit este prezentată în figura 2, care este un multivibrator astabil cu autodeclanșare. În acest caz condensatorul se încarcă prin R1 și R2 și cînd tensiunea la bornele sale atinge 2/3 V comparatorul 2 își schimbă starea, multivibratorul bistabil basculează, T1 se saturează și C se descarcă prin R2. Dacă tensiunea la bornele condensatorului atinge 1/3 V, comparatorul 1 își schimbă starea, multivibratorul basculează din nou și T1 se blochează. Condensatorul continuă să se încarce și ciclul continuă.

Timpul de încărcare se poate scrie $t1 = 0,693\,(R1 + R2)C$, iar timpul de descărcare este $t2 = 0,693R2C$.

Perioada semnalului furnizat de un asemenea multivibrator astabil se poate scrie:

$$T = 0,693\,(R1 + 2R2)C$$

care în frecvență apare

$$F = \frac{1,44}{(R1 + 2R2)C}$$

Nu se poate obține un semnal perfect dreptunghiular cu acest gen de circuit, dar dacă R_1 este mult mai mic decît R_2, atunci semnalul poate fi considerat dreptunghiular.

Dacă R1 este mult mai mare ca R2 obținem impulsuri foarte scurte în raport cu perioada semnalului.

Este prevăzută o intrare suplimentară pe circuitul de intrare a referinței comparatorului 2 care se aplică la borna 5. În acest caz, dacă aplicăm o tensiune superioară de 2/3 V, timpul de încărcare a condensatorului este mai lung, crește perioada semnalului și invers dacă aplicăm o tensiune inferioară lui 2/3 V perioada semnalului descrește.

Este posibil să facem o variație a tensiunii la borna 5 între 10% și 95% din V, dar nu trebuie să uităm că stabilitatea frecvenței este funcție de stabilitatea tensiunii aplicate la borna 5.

Pentru anumite construcții putem varia tensiunea la borna 5 în dorința variației frecvenței, dar avînd în vedere că încărcarea condensatorului este exponențială, efectul acestei tensiuni asupra frecvenței nu va fi liniar.

Amplificatorul de ieșire poate furniza un curent maxim de 200 mA, iar în multe aplicații se intercalează între circuitul 555 și sarcină un tranzistor de putere.

Există multe aplicații ale circuitului 555, dar ne vom referi în continuare la un circuit de temporizare și, pentru că radioamatorii folosesc acest circuit, să vedem cum funcționează un manipulator telegrafic.

Elementul de bază este un multivibrator astabil, care se poate realiza foarte simplu cu circuitul E555.

Oricînd dorim să blocăm funcționarea unui astfel de oscilator trebuie să determinăm descărcarea condensatorului C.

Dar am văzut că în funcționare tensiunea la bornele sale variază între 1/3 și 2/3 din V (tensiunea de alimentare). Dacă montajul nu este modificat, atunci prima semialternanță va fi sensibil de două ori mai lungă decît următoarea, ceea ce nu poate fi admis pentru manipulatorul electronic.

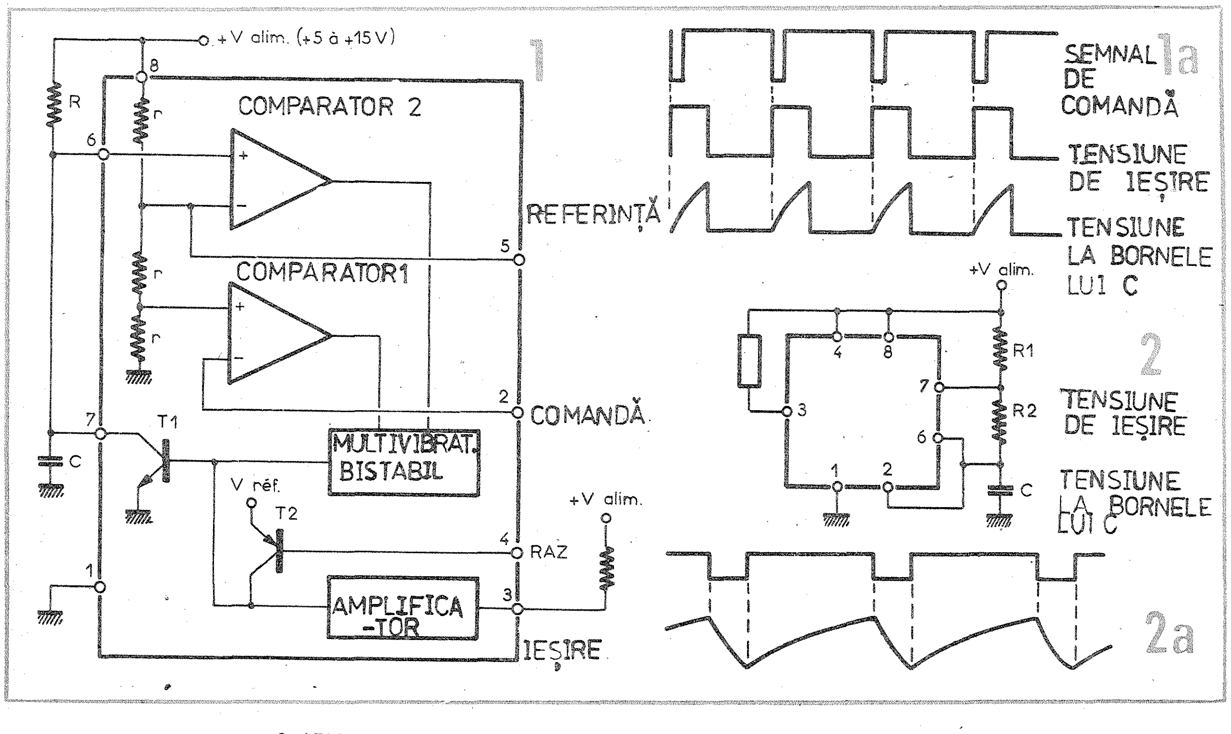
Remedierea situației constă în a obliga condensatorul să se descarce sub 1/3 V, aplicînd această valoare prin intermediul unei diode care nu va influența ciclul de încărcare și descărcare (fig. 3). Aici apare schema unui oscilator modificat pentru obținerea unor semialternanțe sensibil egale. Tensiunea aplicată diodei se ajustează spre a obține 1/3 V (sau puțin superioară) la bornele lui C1 prin trimerul P1. Dioda face parte din seria 1N914 sau 1N4148.

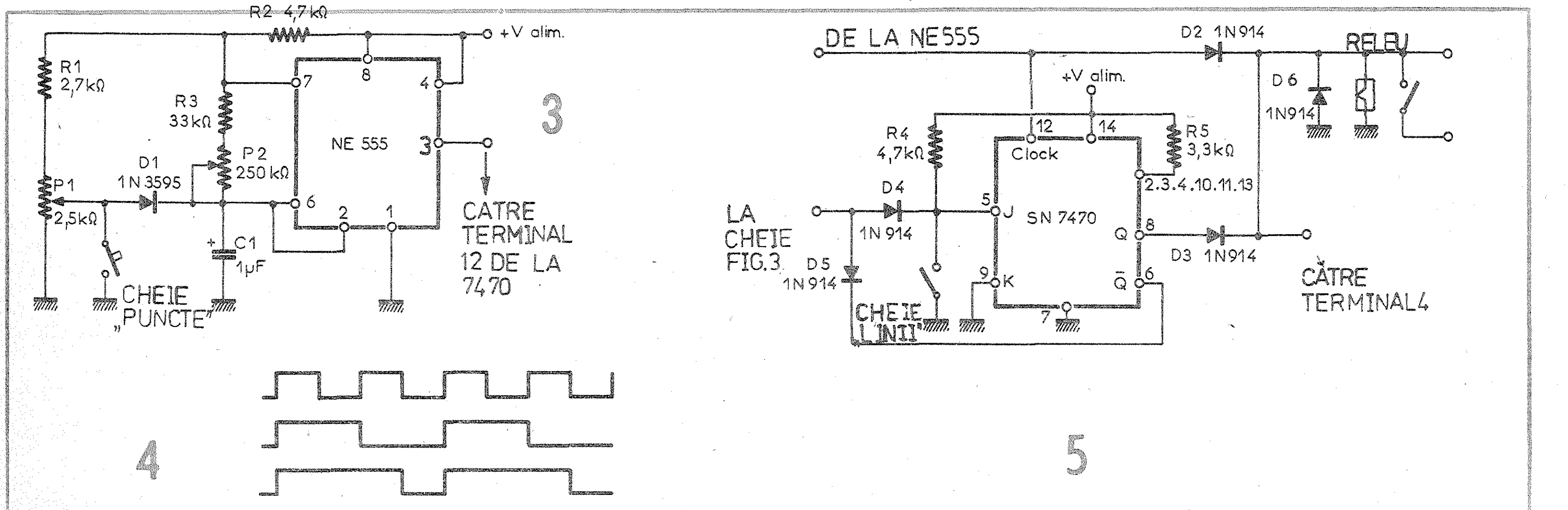
Acest oscilator poate fi de baza pentru un manipulator morse, dar trebuie avut în vedere că durata unei linii este de 3 puncte și deci cum obținem aceste diferențe de timp?

O soluție ar fi utilizarea a două oscilatoare cu E555.

O altă soluție ar fi un singur oscilator unde o semiperioadă are durata unui punct. Spre a obține o linie facem suma unei perioade și a unei semiperioade, cum se reprezintă în figura 4. Apare aici intercalarea unui divizor prin 2 asigurat de circuitul 7470, frecvența oscilatorului este divizată prin 2 și apoi făcînd suma celor două semnale obținute (fig. 5).

Prin cheia linie punem condensatorul C1 la masă cu ajutorul lui D4





care permite formarea unui punct. În acest timp intrarea J este la zero ce permite trecerea în 1 a ieșirii Q la care și semnalul oscilatorului va fi 1.

Este absolut necesar ca J să fie la zero înainte ca semnalul oscilatorului să fie 1, altfel obținem un punct urmat de o linie fiindcă circuitul flip-flop nu a fost pregătit să-și schimbe starea pe primul front crescător și trebuie să aștepte pe cel următor ce sosește numai după un punct urmat de un spațiu.

Acest fenomen se poate produce dacă tensiunea de polarizare reglată de P1 este prea aproape de tensiunea de declanșare a lui E555. În caz de funcționare eronată se reglează P1.

În momentul cînd oscilatorul trece în 1 și ieșirea Q trece în 1, atunci releul de ieșire se atrage.

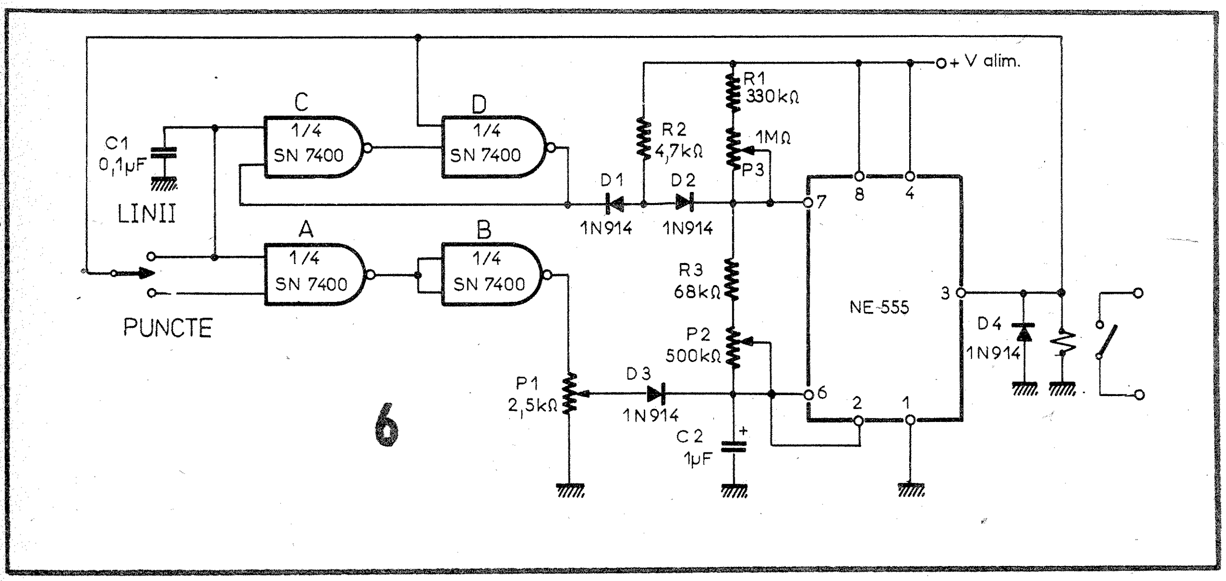
Cînd ieșirea oscilatorului revine la 0, circuitul 7470 nu își schimbă starea și releul este în continuare atras datorită ieșirii Q și diodei D3; trecerea oscilatorului în 1, Q = 0, dar releul este în continuare atras prin D2. În fine, cînd oscilatorul trece în 0 releul se eliberează. Cînd o linie începe cheia poate fi eliberată fiindcă Q = 0, dar D5 ține la masă pe C1. Se poate face o reglare a vitezei prin potențiometrul P2.

Se poate realiza un manipulator electronic și sub altă formă dacă la circuitul 555 se atașează un circuit 7400 (CDB400) cu patru porți NAND (fig. 6).

Aici cheia stă în poziție mediană și ieșirea porții A este 0, deci ieșirea porții B este 1, care polarizează condensatorul C2 la o valoare fixă prin P1. Oscilatorul este blocat și ieșirea sa (terminalul 3 este la zero), dar o intrare a porții C este la 0 și ieșirea la 1, deci ieșirea porții D este 0.

Cînd fixăm cheia pe punct o intrare a lui A este 0 (dată de ieșirea oscilatorului), deci ieșirea sa trece în 1 și C2 se descarcă pînă la 1/3 V și ieșirea 3 va trece în nivel 1.

Porțile A și B își schimbă din nou starea, dar oscilatorul nu este afectat fiindcă C2 se încarcă deasupra tensiunii de polarizare. Ieșirea porții C este 1, deci terminalul 7 poate fi considerat la +V și viteza de încărcare a lui C2 depinde de R și P2. Cînd tensiunea la bornele lui C2 atinge 2/3 V, oscilatorul își schimbă starea și C2 începe să se descarce prin R3 și P2. Dacă cheia este menținută în punct, ieșirea porții B este 0 și condensatorul se va descărca pînă la 1/3 V și un nou ciclu va reîncepe. Dacă cheia este eliberată din punct, C2 se descarcă, dar nu ajunge pînă la 1/3 V și oscilatorul rămîne blocat. Dacă ieșirea 3 (E555) este 0, cînd apăsăm cheia linie obținem același fenomen ca pentru punct, deci ieșirea oscilatorului trece în 1. Intrarea porții C vede mult timp această apăsare a cheii datorită condensatorului C1, care obligă poarta D să basculeze în 0 și să se mențină, R2 este la masă și C2 nu poate să se încarce decît prin R1, P3, R3, P2. Cînd tensiunea la C2 atinge 2/3 V, oscilatorul basculează, C2 se descarcă prin borna 7 (prin R3 și P2). Aceasta stabilește timpul lung pentru linie față de un punct și spații egale între cele două semne.



TDA 4930

(URMARE DIN PAG. 9)

Un circuit de protecție la curent continuu la ieșire protejează sarcina atunci cînd conexiunile de masă devin aparente în timpul funcționării în punte. Pentru a evita supraîncălzirea este prevăzută o siguranță termică pentru ambele amplificatoare, care limitează curentul absorbit de la sursă atunci cînd cip-ul are o temperatură ridicată. Pentru economie în componente externe, reacția negativă ce fixează cîștigul amplificatoarelor la Gv = 30 dB, ca și divizorul tensiunii de referință la intrare, au fost integrate.

Circuitul este încapsulat în capsula P–SIP9 cu 9 terminale, avînd următoarea semnificație a pinilor:

pin 1 — ieșire canal dreapta;
pin 2 — intrare inversoare canal dreapta, Ri > 22 kΩ;
pin 3 — intrare neinversoare canal dreapta;
pin 4 — masa montajului;
pin 5 — plusul tensiunii de alimentare;
pin 6 — masa;
pin 7 — intrare neinversoare canal stînga;
pin 8 — reducere zgomot parazit canal stînga + dreapta;
pin 9 — ieșire canal stînga.

PARAMETRII ELECTRICI AI CIRCUITULUI (Ua = 19 V; Tmediu = 25° C)

PARAMETRUL	MINIM	TIPIC	MAXIM	UM
Curentul de repaus (Ui = 0), I5		30	60	mA
Tensiunea la ieșire (Ui = 0), U9; 1	9	9,5	10	V
Impedanța de intrare, Zi 7; 3		20		kΩ
Puterea la ieșire (f = 1 kHz)				
regim stereofonic				
THD = 1% P 9; 1	7	8		W
THD = 10% P 9; 1	9	10		W
regim monofonic (punte)				
THD = 1% P 9; 1	14	16		W
THD = 10% P 9; 1	18	20		W
Randamentul				
P9 = P1 = 10 W; f = 1 kHz, η		70		%
Curentul absorbit				
P9 = P1 = 10 W; f = 1 kHz, I5		1,5		A
THD pentru P9; 1 = 0,05 ÷ 6 W fi= 40 Hz ± 15 kHz		0,2	0,5	%
Cîștigul în tensiune				
stereo Gv		30		dB
punte Gv		36		dB
Tensiunea la ieșire cu protecția de curent continuu activată		0,15	0,30	V
Domeniu de lucru				
Tensiune de alimentare				
Rs ≥ 8 Ω	8		26	V
Rs = 4	8		22	V
Temperatura capsulei (P = 10 W)	−20		+85	°C
Mărimi maxime				
Tensiune alimentare			32	V
Curent maxim absorbit			2,5	A
Tensiune intrare	−0,3		Ua	V
Temperatura joncțiunii			150	C

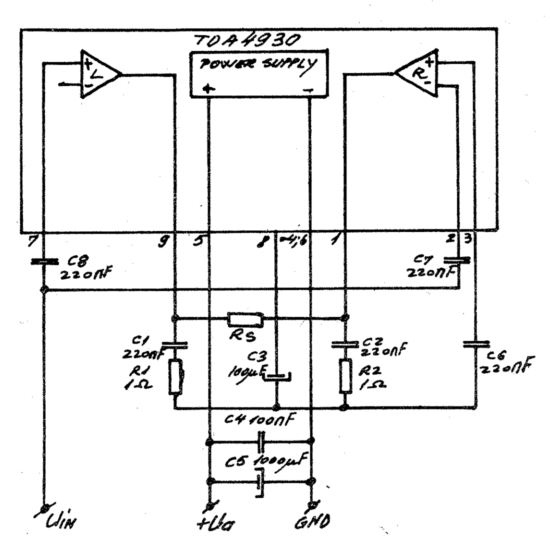
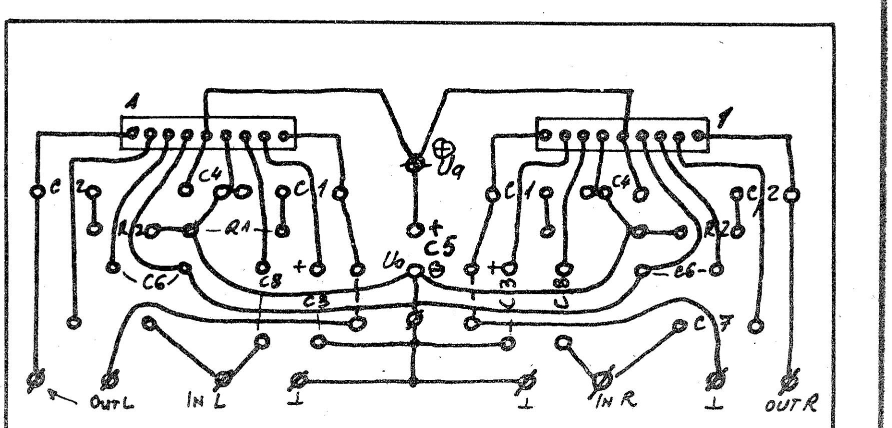


Fig. 3: Schema de utilizare pentru funcționarea în punte (un canal)

Ua	19 V	26 V
R_s	8 Ω	16 Ω

Fig. 4: Montaj stereo în punte-fața placată a circuitului imprimat



TV-DX

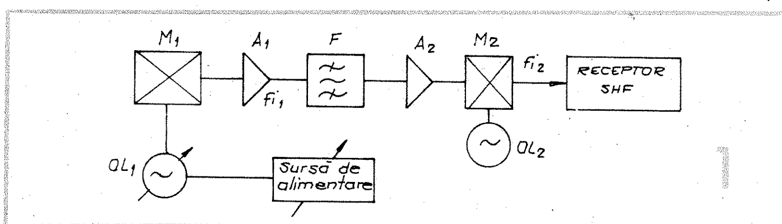
RECEPȚIA ÎN BANDA SHF

Dr. fiz. DRAGOȘ FĂLIE

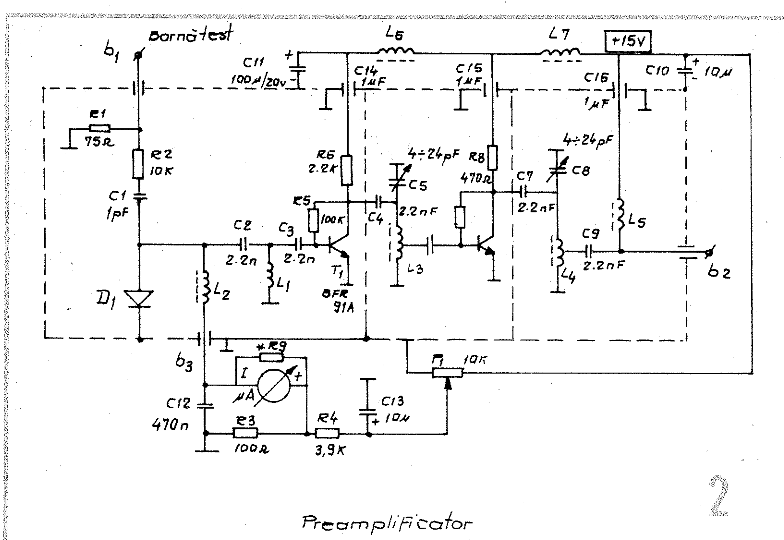
(URMARE DIN NR. TRECUT)

În figura 1 este prezentată schema-bloc a instalației de recepție. După prima mixare, semnalul de frecvență intermediară (fi1 = 120 MHz) este filtrat cu filtrul F și se mixează din nou în mixerul M2 cu oscilatorul local OL2, rezultînd frecvența intermediară fi2. A doua frecvență intermediară, fi2, este de aproximativ 570 MHz și, ca atare, cu acest semnal se poate intra direct în media frecvență a receptorului descris în numărul 6 din 1988. Frecvența oscilatorului local se poate varia fin prin schimbarea tensiunii de alimentare a oscilatorului local.

În figura 2 este reprezentată schema primei părți a sistemului.



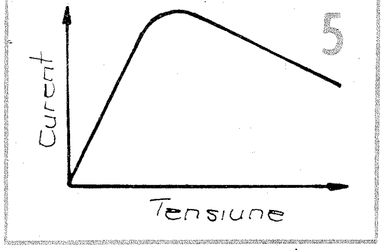
1



2

Acest circuit se montează direct pe convertorul plasat în focarul antenei. Dioda D1 este dioda de mixaj ce se montează în interiorul ghidului de undă. Pe capătul piesei 13, ce pătrunde pînă în cutia ecranată în care se află montajul, se sudează cu cositor componentele C1, L2 și C2.

Cutia în care se realizează montajul se confecționează din tablă cositorită și este despărțită în trei compartimente cu dimensiunile 50 mm x 30 mm și înalte de 30 mm, dimensiunile cutiei fiind de aproximativ 90 mm x 50 mm x 30 mm. Aceste dimensiuni nu sînt critice și se pot reduce mult dacă radioamatorul dorește să miniaturizeze montajul.



5

Borna b1 este o bornă de test la care se poate aplica din exterior un semnal vobulat pentru a se putea vizualiza caracteristica de transfer a amplificatorului sau a întregului lanț. Fizic, această bornă se realizează cu o trecere prin sticlă de felul celor folosite ca ambaze pentru tranzistoarele de putere. În momentul în care această bornă nu este folosită, se va scurtcircuita la masă cu un fir cît mai scurt.

Bobina L1 are 2—3 spire din sîrmă CuEm cu diametrul de 0,6—0,8 mm bobinate pe un diametru de 8 mm. Această bobină formează împreună cu capacitățile parazite ale montajului un circuit rezonant și puternic amortizat, pe frecvența de 120 MHz. Acordarea exactă pe frecvență se realizează prin deformarea bobinei L1.

Borna b3 este tot o trecere prin sticlă. Condensatorul C12 trebuie să fie de tip ceramic; el se va lipi pe borna b3 cu terminale cît mai scurte. Instrumentul I împreună cu rezistența șunt R9 trebuie să formeze un miliampermetru de 2 mA. Acest instrument poate fi un indicator de nivel pentru casetofoane sau magnetofoane. Valoarea rezistenței șunt R9 se stabilește în funcție de sensibilitatea instrumentului folosit. La reglarea montajului, în locul grupului I—R9 se va conecta un instrument de măsură universal pentru a permite măsurarea precisă a curentului prin diodă.

Bobinele L3 și L4 au 3 + 3 spire bobinate cu sîrmă CuEm + mătase cu diametrul de 0,15 mm. Bobinajul se realizează toroidal, pe un tor de ferită cu diametrul exterior de 4 mm, din material A1 sau chiar pe o perlă de ferită obișnuită.

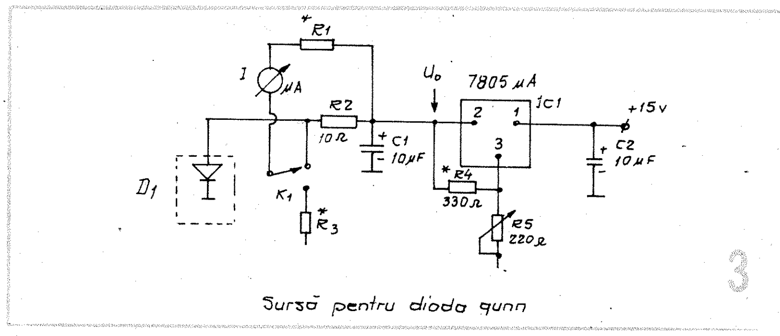
Cu condensatoarele de acord C5 și C6 se acordează amplificatorul pentru a avea o amplificare maximă în banda de lucru.

Bobinele L2, L6, L7 și L5 sînt realizate pe un baston de ferită cu diametrul de 2—3 mm și trebuie să aibă o inductanță de aproximativ 50 µH. Se pot bobina cam 50 de spire cu un conductor CuEm cu diametrul de 0,15 mm.

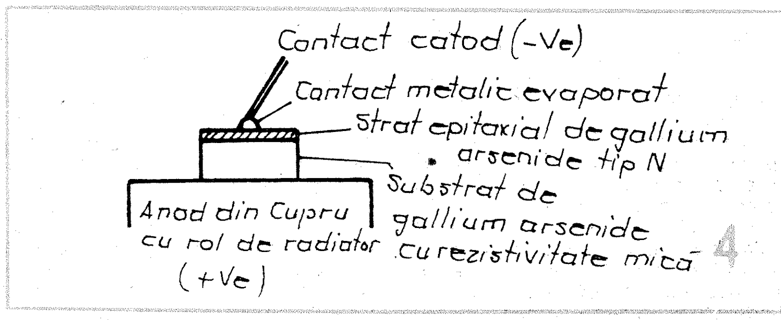
Alimentarea montajului se realizează prin cablu. Borna de ieșire b2 este de tip BNC și se montează direct pe cutia ecranată a preamplificatorului.

În figura 3 este prezentată schema sursei de alimentare a oscilatorului cu dioda Gunn. Această sursă este deosebit de banală și radioamatorul poate să folosească și altă schemă dacă nu posedă circuitul integrat µA7805. Sursa trebuie să debiteze o tensiune reglabilă între 5 V și 10 V, cu un curent maxim de 300 mA.

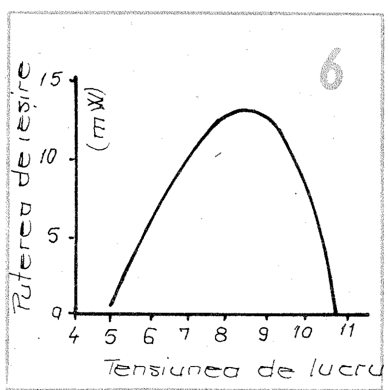
Dioda Gunn folosită este de tipul CXY11, dar se poate folosi orice diodă Gunn care oscilează între 10 și 12 GHz și poate da la ieșire o putere cuprinsă între 5 și 50 mW. Dioda CXY11 nu este cea mai potrivită pentru montajul descris, deoarece ea oscilează doar cu puțin peste 11 GHz, iar frecvența maximă recepționată este doar de 11,2 — 11,5.



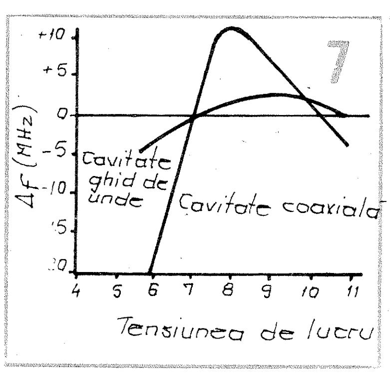
3



4



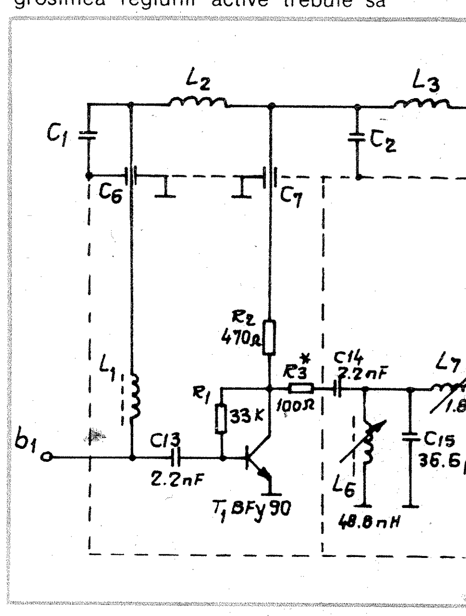
6



7

În figura 4 este prezentată construcția unei diode Gunn. Regiunea ei activă o constituie un strat subțire de arseniură de galiu (GaAs) crescut epitaxial pe un substrat dintr-un material similar. Acest substrat are o rezistivitate scăzută și, pe de o parte, îndeplinește rolul de contact pentru unul din capetele stratului epitaxial, iar pe de altă parte, el conduce căldura degajată de dispozitiv, fiind sudat pe ambaza metalică pusă în contact cu radiatorul. Al doilea contact al stratului epitaxial se realizează printr-un fir ce este sudat pe un strat metalic foarte fin ce se obține prin evaporare pe suprafața semiconductorului.

Dacă la bornele dispozitivului se aplică o tensiune care creează un cîmp mai mare de 350 V/mm în interiorul semiconductorului, atunci se produce o oscilație sub forma unui tren de impulsuri a cărui frecvența depinde de grosimea stratului semiconductor. Pentru o diodă care oscilează la frecvența de 10 GHz grosimea regiunii active trebuie sa



fie de aproximativ 10 μm.

Dacă dioda Gunn este montată în interiorul unei cavități rezonante, atunci pulsurile sînt convertite în oscilații sinusoidale normale. Există o interacțiune între cîmpul generat în cavitate și rata pulsurilor emise de către diodă, astfel încît schimbarea frecvenței de rezonanță a cavității modifică și rata de repetiție a pulsurilor. În acest mod, frecvența oscilației generate se poate ușor schimba prin modificarea frecvenței de rezonanță a cavității. În funcție de grosimea regiunii active, diodele Gunn sînt sortate pentru diferite domenii de frecvență, deoarece prin varierea tensiunii de alimentare și a dimensiunilor geometrice ale cavității, frecvența oscilației generate nu se poate modifica foarte mult. Diodele se comercializează pe domenii de frecvență, pentru care este garantată o putere minimă de ieșire.

Relația dintre tensiunea aplicată la bornele diodei și curentul ce trece prin ea este reprezentată grafic în figura 5. Curentul maxim se obține la aproximativ 4 V pentru o diodă de putere mică ce oscilează în domeniul 10—12 GHz; dacă se mărește în continuare tensiunea aplicată la borne, atunci curentul prin dispozitiv scade. Tensiunea de lucru uzuală este de 7 V și este situată aproape la mijlocul regiunii cu rezistență negativă. Graficul puterii de ieșire în funcție de tensiunea aplicată este reprezentat în figura 6. Puterea maximă de ieșire se obține pentru o tensiune de alimentare de 8—9 V.

Variația tensiunii de alimentare determină modificarea frecvenței de oscilație a oscilatoarelor cu diode Gunn, acesta constituind atît un mod de acord fin al frecvenței, cît și posibilitatea de a se realiza un circuit de acord automat pe frecvență. În figura 7 este reprezentat graficul de variație a frecvenței de oscilație în funcție de tensiunea de alimentare a diodei Gunn. Pe grafic sînt reprezentate două curbe: una din ele corespunde variației de frecvență cu tensiunea, tipică pentru oscilatoarele realizate în cavități coaxiale care au un factor de calitate mic (Q = 50—150), iar cealaltă pentru oscilatoarele construite în cavități gen ghid de unde, cu un factor de calitate mare (Q = 1 000).

Oscilatoarele în cavitate coaxială pot fi acordate electric cu un varactor, acoperindu-se o plajă foarte mare, pînă la 700—1 000 MHz. În cazul cavităților cu Q mare, plaja de acord electronic cu varactor este maximă, 100 MHz.

Oscilatorul realizat poate fi acordat mecanic, cu șurubul din teflon 17, sau electronic, prin montarea în locul acestui șurub a unei diode varactor cu ajutorul unui set de piese identic cu cel folosit pentru dioda oscilatoare. În acest fel se pot realiza atît acordul fin, cît și adaptarea unui circuit de acord automat pe frecvență.

Diodele Gunn sînt aproape indestructibile, dacă se respectă anumite precauții la utilizarea lor și, în plus, trebuie avut în vedere faptul că, datorită dimensiunilor lor foarte mici, se pot pierde cu ușurință dacă sînt scăpate pe jos. Pentru a preveni distrugerea diodei Gunn trebuie avute în vedere următoarele recomandări.

Pentru diodele cu putere mică nu este, în general, prevăzut un radiator. Diodele se pot monta, în funcție de sursa de alimentare folosită, cu plusul sau minusul conectate la carcasă; cu toate acestea, stabilitatea lor poate fi îmbunătățită dacă terminalul prevăzut pentru răcire este conectat la carcasă și nu la sistemul ce are rol de șoc. Pentru a îmbunătăți răcirea, terminalele diodei trebuie să intre cît mai fest în montura care trebuie lipsită de bavuri. Este bine să se aplice puțină vaselină siliconică pe terminale pentru a îmbunătăți conductivitatea termică.

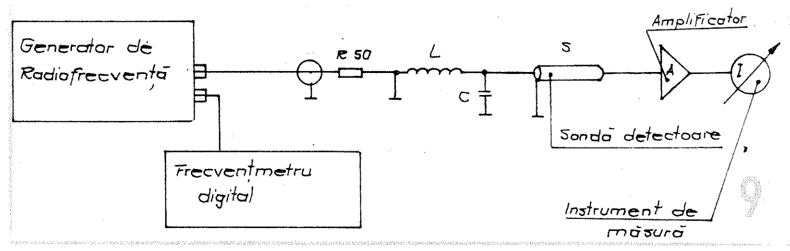
Dioda nu trebuie niciodată alimentată invers. În condiții normale se alimentează la 6—10 V cu 150 mA. La tensiuni de alimentare mici, curentul prin dispozitiv crește și deci este bine ca întreaga tensiune de alimentare să fie aplicată direct.

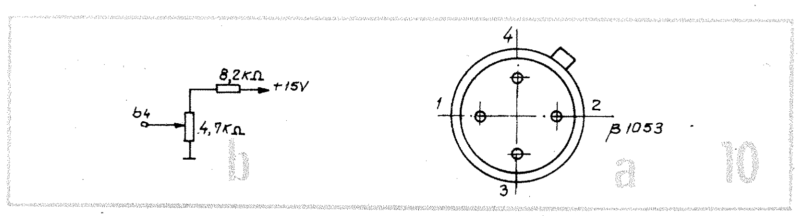
Diodele Gunn sînt dispozitive cu rezistență negativă și, ca atare, tind să oscileze pe inductanțele parazite. Se pot produce oscilații parazite pe frecvențe mult mai mici (VHF, UHF), care se pot suprima montînd la capătul șocului de radiofrecvență prin care se alimentează dioda o rezistență de 10—100 Ω în serie cu un condensator de 10 nF.

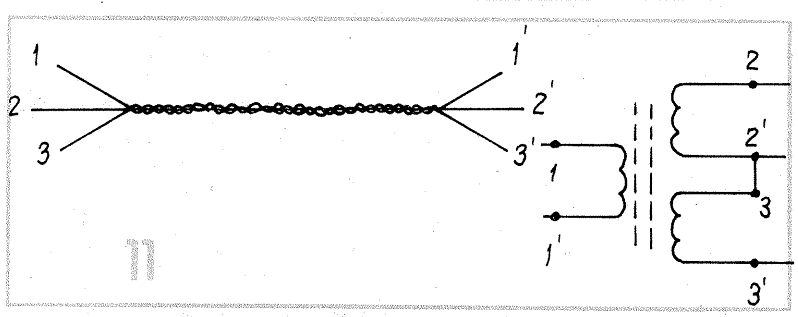
Cablul ce pleacă de la borna b2 a montajului din figura 2 se conectează cu celălalt capăt la borna b1 a montajului din figura 8. Montajul din figura 8 se va instala în cutia receptorului. Diferitele etaje se vor monta în incinte ecranate a căror lățime este de 50 mm, iar înălțimea de 30 mm. Distanța pe lungimea cutiei dintre pereții diferitelor compartimente este în general de 30 mm. În compartimentele unde se montează filtrul și atenuatorul cu diode pin, această distanță poate fi mai mare (40—60 mm).

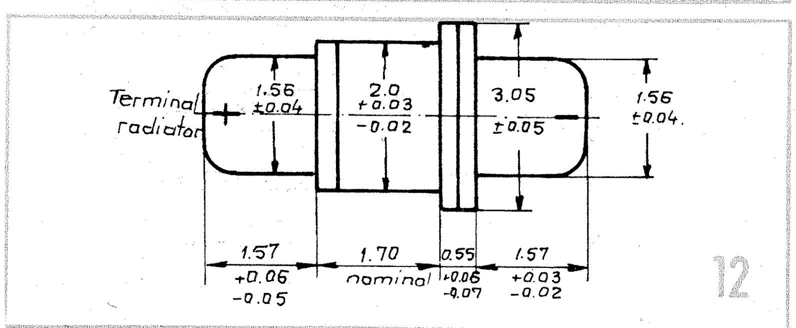
Tranzistorul T1 este amplificator și separator între intrare și filtrul de medie frecvență. Rezistența R3 adaptează impedanța de ieșire a tranzistorului T1 la cea de intrare a filtrului; această impedanță trebuie să fie de 270 Ω. Valoarea rezistenței R3 se stabilește experimental la reglarea filtrului, putînd fi cuprinsă între 0 și 100 Ω. Valoarea acestei rezistențe depinde și de factorul de calitate al bobinelor din filtru.

Filtrul de medie frecvență este de tip Cebîșev cu trei poli și cu un riplu în bandă de 0,5 dB. Acest filtru este destul de dificil de reglat pentru a



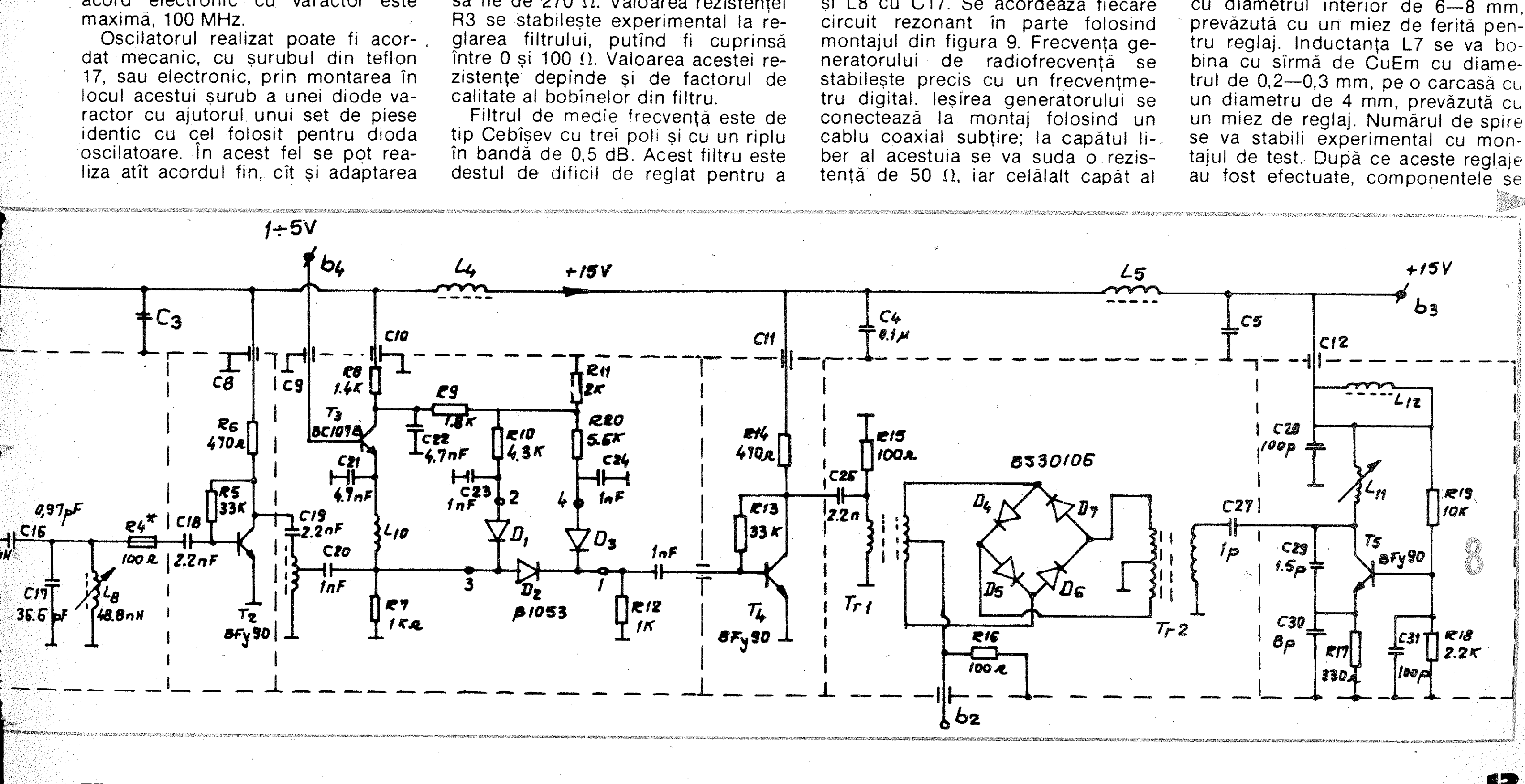




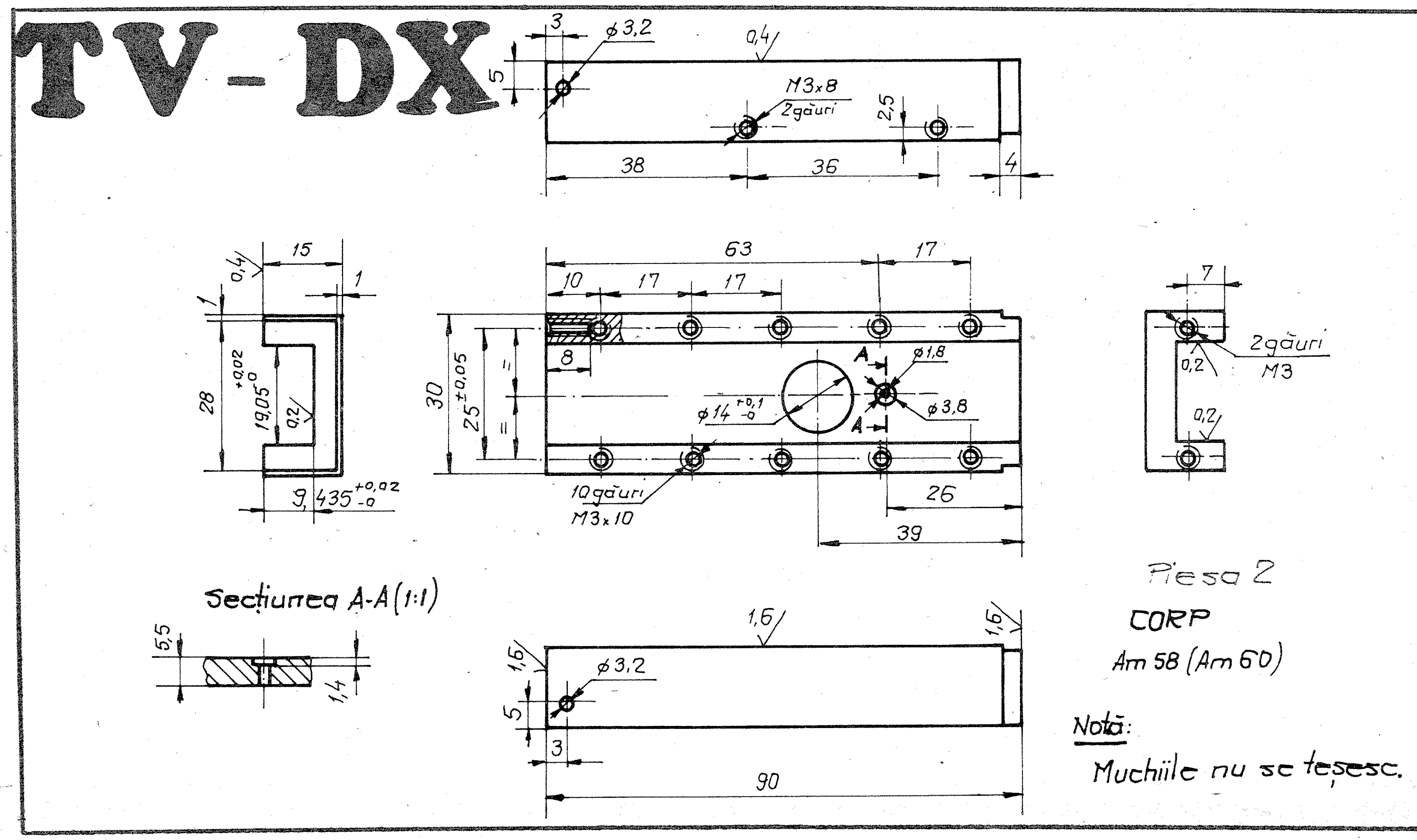


avea exact alura celui calculat. Pentru reglarea lui vă recomand următoarea procedură: se sortează prin măsurare capacitățile C15, C16 și C17 folosind o punte de măsură. Montajul a fost realizat cu condensatoare ceramice cu coeficient termic mic; acest tip de condensatoare se poate ajusta prin pilire, pornind inițial de la o valoare mai mare. După ajustare, porțiunea pilită se va acoperi cu lac incolor. Se calculează frecvența de rezonanță a fiecărei celule din componența filtrului: L6 cu C15, L7 cu C16 și L8 cu C17. Se acordează fiecare circuit rezonant în parte folosind montajul din figura 9. Frecvența generatorului de radiofrecvență se stabilește precis cu un frecvențmetru digital. Ieșirea generatorului se conectează la montaj folosind un cablu coaxial subțire; la capătul liber al acestuia se va suda o rezistență de 50 Ω, iar celălalt capăt al acesteia se va lipi pe terminalul legat la masă al inductanței L, la o distanță de 5—10 mm față de capăt. De conexiunea dintre L și C se apropie o sondă detectoare. Pentru ca sonda să perturbe cît mai puțin circuitul oscilant, ea trebuie cuplată cît mai slab cu acesta; de aceea semnalul furnizat de ea trebuie amplificat cu un amplificator de curent continuu, la ieșirea căruia se conectează un instrument indicator.

Inductanțele L6 și L8 se vor bobina cu sîrmă de CuEm cu un diametru de 0,6—0,8 mm pe o carcasă cu diametrul interior de 6—8 mm, prevăzută cu un miez de ferită pentru reglaj. Inductanța L7 se va bobina cu sîrmă de CuEm cu diametrul de 0,2—0,3 mm, pe o carcasă cu un diametru de 4 mm, prevăzută cu un miez de reglaj. Numărul de spire se va stabili experimental cu montajul de test. După ce aceste reglaje au fost efectuate, componentele se



TV-DX



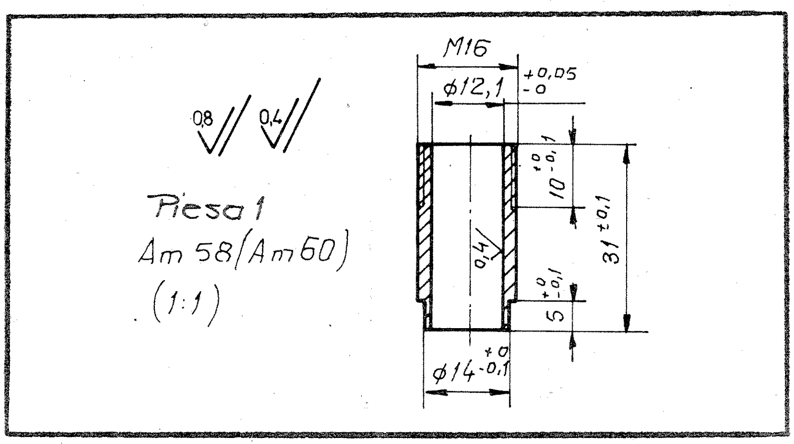
reasamblează în cutia aparatului, unde reglajul final se va efectua folosind un generator vobulat. Tot la reglajul final se stabilește și valoarea rezistenței R4. În cazul în care riplul în bandă este mai mare de 1 dB, atunci intrarea și/sau ieșirea filtrului se va amortiza cu cîte o rezistență. Trebuie evitată eliminarea rezistențelor R3 și R4 deoarece filtrul se poate dezacorda puternic datorită capacităților parazite ale tranzistoarelor T1 și T2.

Inductanțele L1, L2, L3, L4, L5, L10 și L12 sînt șocuri de radiofrecvență care se bobinează pe o baghetă de ferită cu diametrul de 2—3 mm, cu sîrmă CuEm 0,15—0,2 mm. Numărul de spire este de aproximativ 50—100, iar inductanța bobinajului este de 47 μH.

în mixerul echilibrat realizat cu diodele D4, D5, D6, D7 și transformatoarele Tr1 și Tr2.

Transformatoarele Tr1 și Tr2 se realizează pe două toruri de ferită cu un diametru de 4 mm din material A1 sau A3. Bobinajul constă dintr-o înfășurare cu 4 spire realizată toroidal cu un conductor trifilar obținut prin răsucirea a trei conductoare CuEm cu diametrul de 0,15—0,25 mm. Modul de conectare a capetelor înfășurării este dat în figura 11.

Oscilatorul local OL2 este realizat cu tranzistorul T5; frecvența lui se poate ajusta prin deformarea bobinei L11. Inductanța L5 are 2 spire bobinate pe un diametru interior de 3 mm cu un conductor CuEm cu diametrul de 0,4 mm.



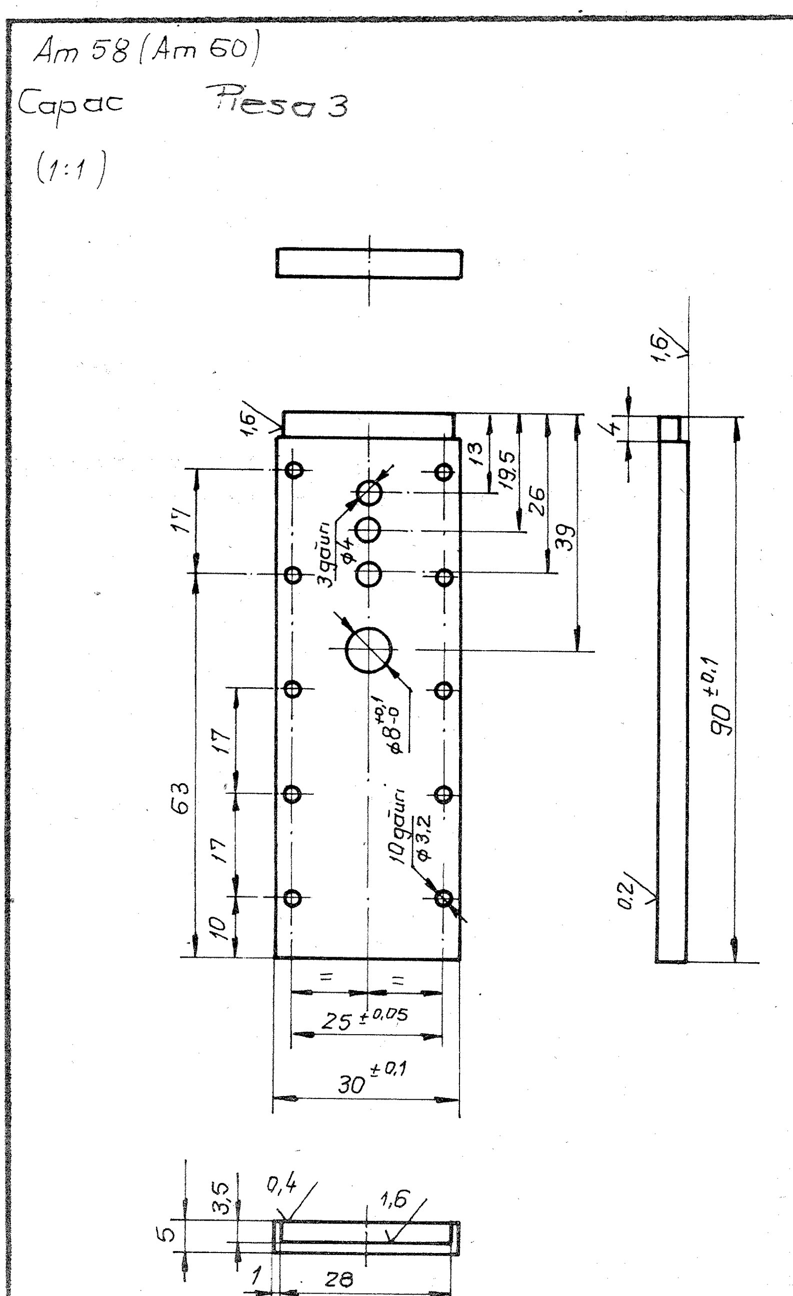
Bobina L9 se realizează pe un inel de ferită din material A1 sau pe o perlă de ferită obișnuită. Bobinajul se realizează toroidal, cu sîrmă CuEm + mătase cu un diametru de 1,5—2,0 mm, numărul de spire fiind de 4 + 4 spire.

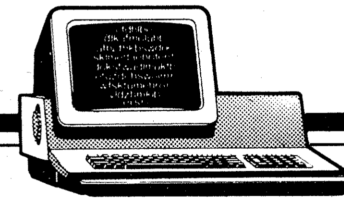
În figura 10a este prezentată capsula circuitului integrat β1053 din componența atenuatorului cu diode pin. Comanda atenuatorului cu diode pin se realizează manual, cu potențiometrul P din circuitul reprezentat în figura 10b.

După atenuatorul cu diode pin, semnalul este amplificat cu tranzistorul T4, după care se mixează cu semnalul de la oscilatorul local OL2

La borna b2 se obține semnalul pe a doua frecvență intermediară, care se va introduce în receptorul SHF descris în „Tehnium" 6/1988. Din receptorul SHF se „sare" mixerul de intrare, dezlipind capătul inductanței L12 sudat pe linia L7 și se sudează în locul lui firul central al unui conductor coaxial ce este lipit la celălalt capăt la borna b2, figura 8. Cu această modificare, în locul unui LNC standard, a cărui frecvență intermediară este de 950—1 750 MHz, se poate cupla LNC-ul descris în acest articol, ce convertește semnalul de intrare în 120 MHz.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)





CALCULATORUL ELECTRONIC ÎNTRE DOUĂ GENERAȚII

Ing. MIHAELA GORODCOV

(URMARE DIN NR. TRECUT)

OPERAȚIILE LOGICE

Pe lîngă operațiile aritmetice, unitatea centrală execută și operații logice pe care le vom prezenta în cele ce urmează, începînd cu o introducere în algebra booleeană, urmată de o prezentare a principalelor funcții logice cu cîteva exemple de aplicații.

Cît de veche este algebra booleeană?

Ea datează din secolul trecut, mai exact din anii 1847—1848, cînd matematicianul englez George Boole a dezvoltat algebra care îi poartă numele, în două lucrări: „Analiza matematică a logicii" (1848) și „O investigație asupra legilor gîndirii" (1854), care constituie fundamentul pentru actuala logică a simbolurilor. Legătura între algebra booleeană și... informatică este realizată de matematicianul american Claude Elwood Shannon, care, în 1938, o adaptează pe prima la studiul rețelelor; și, o dată cu dezvoltarea microelectronicii, deci a logicii integrate, algebra booleeană își regăsește întreaga dimensiune și toate posibilitățile.

Această algebră se bazează pe ecuația $x^2-x = 0$, ale cărei singure soluții sînt 0 și 1, cu alte cuvinte, utilizează numai două simboluri pentru a executa operațiile de bază, realizate prin intermediul unui operator, numit poartă; fundamental se utilizează 3 tipuri de porți: SI (AND), SAU (OR), INVERSOR. Celelalte (pe care le vom întîlni mai jos) nu sînt decît variante și combinații ale acestora.

OPERAȚIA SI (AND)

Tabela de adevăr 1 (sau de stări) a operației descrie cel mai bine funcționarea porții, simbolul fiind în figura 1:

$I = A \cdot B$
$I = AB$

Se observă din tabelă că ieșirea este 1, numai dacă ambele intrări sînt 1.

OPERAȚIA SAU (OR)

În cazul acestei operații logice, ieșirea va avea starea 1, dacă una dintre cele două intrări (sau amîndouă) sînt 1. Poarta SAU este dată în figura 2.

INVERSORUL LOGIC

Rolul său este de a înlocui 0 cu 1 și reciproc (tabela 3), ceea ce se notează:

$\overline{0} = 1$
$\overline{1} = 0$

Reprezentarea sa este dată în figura 3.

Asociind inversorul cu porțile SI, SAU, rezultatul este negarea (complementarea) ieșirii, obținîndu-se operațiile logice SI-NU (NAND) și SAU-NU (NOR).

Reprezentările sînt date în figurile 4a și 4b și tabelele de adevăr sînt 4, respectiv 5.

Una dintre operațiile logice mult folosite în practică este SAU exclusiv (notat XOR), caracterizat prin faptul că dacă ambele intrări sînt 1 ieșirea este zero. Schema este dată în figura 5.

Firește, lista funcțiilor logice nu se oprește aici, fiind posibile orice combinații dintre acestea pentru a genera funcții logice complexe, a căror analiză și simplificare fac apel la numeroase metode de minimizare, între care cea mai cunoscută este aceea a diagramelor Karnaugh (pe care le vom prezenta într-unul din numerele viitoare).

Iată în continuare și cîteva exemple de scheme electronice. În figura 6 inversorul și schemele echivalente, după cum PMOS, respectiv NMOS, conduce curentul electric.

Să explicăm: dacă tensiunea de intrare este nulă (0 V), tranzistorul NMOS nu conduce (este blocat), dar PMOS este în stare de saturație și constituie practic un scurtcircuit. În acest caz, ia valoarea V_{DD}, deci în cazul nostru 10 V; din contră, dacă tensiunea aplicată la intrare este +10 V, PMOS se blochează și NMOS conduce; rezultatul este că ieșirea devine 0 V. Astfel, tranzistoarele devin analoage unor întrerupătoare, tensiunea de ieșire devenind inversul celei de intrare. Exemplul nostru a folosit tranzistoare MOS, dar se pot realiza astfel de inversoare (și orice alte scheme logice) folosind tranzistoare bipolare. Iată și un exemplu (figura 7) de poartă TTL (tensiunea de alimentare 5 V, tensiunea de ieșire 0 logic = 0,2 V, tensiunea de ieșire 1 logic (3 V) de tipul SI-NU.

În schema prezentată, funcția SI-NU este realizată de tranzistoarele T1 și T2, în timp ce tranzistoarele T3 și T4 formează circuitul de ieșire. Cînd tensiunea la oricare dintre intrările lui T1 este joasă (0 logic), joncțiunea bază-emitor este polarizată direct, și, deoarece circuitul de colector al lui T1 este, de asemenea, circuitul de bază al lui T2 și un curent de bază invers mare nu este posibil, T1 se saturează. Tranzistoarele T3 și T4 constituie un etaj de ieșire în contratimp sau cu sarcină activă, cu ieșirea în 1 logic, tranzistorul T4 se comportă ca un repetor pe emitor, generînd curent de sarcină. Pentru ieșirea 0 logic, curentul de sarcină este limitat numai de rezistența mică de saturație a tranzistorului T4.

Desigur, nu am dat decît cîteva exemple.

POSTULATE, TEOREME ȘI REGULI ÎN ALGEBRA BOOLEEANĂ

Comutativitatea:
a) $A \cdot B = B \cdot A$
b) $A + B = B + A$

Asociativitatea:
a) $A \cdot (B \cdot C) = (A \cdot B) \cdot C$
b) $A + (B + C) = (A + B) + C$

Distributivitatea:
a) $A \cdot (B + C) = A \cdot B + A \cdot C$
b) $A + (B \cdot C) = (A + B) \cdot (A + C)$

POSTULATE

1a $A = 1$ dacă $A \neq 0$
1b $A = 0$ dacă $A \neq 1$
2a $0 \cdot 0 = 0$
2b $1 + 1 = 1$
3a $1 \cdot 1 = 1$
3b $0 + 0 = 0$
4a $1 \cdot 0 = 0$
4b $0 + 1 = 1$
5a $\overline{0} = 1$
5b $\overline{1} = 0$

TEOREME

1a $A + 0 = A$
1b $A \cdot 1 = A$
2a $A + 1 = 1$
2b $A \cdot 0 = 0$
3a $A + A = A$
3b $A \cdot A = A$
4a $\overline{(A)} = \overline{A}$
4b $\overline{(\overline{A})} = A$
5a $A + \overline{A} = 1$
5b $A \cdot \overline{A} = 0$
6a $\overline{A + B + C + \ldots} = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \ldots$
Teorema lui De Morgan:
6b $\overline{A \cdot B \cdot C \cdot \ldots} = \overline{A} + \overline{B} + \overline{C} + \ldots$
7a $A \cdot (A + B) = A + A \cdot B = A$
7b $A + A \cdot B = A \cdot (A + B) = A$

Teoremele și postulatele notate cu (a) sînt dualele teoremelor și postulatelor notate cu (b), dualitate ce reprezintă una dintre regulile dominante ale algebrei booleene. Această regulă de dualitate constituie un instrument foarte util în faza de elaborare a schemelor logice.

TABELA 1

A	B	I
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

TABELA 2

A	B	I
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

TABELA 3

A	I
0	1
1	0

TABELA 4

A	B	I
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

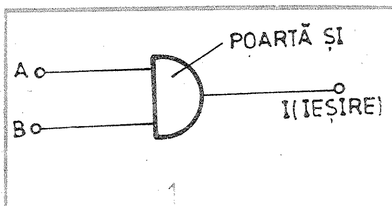
TABELA 5

A	B	I
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

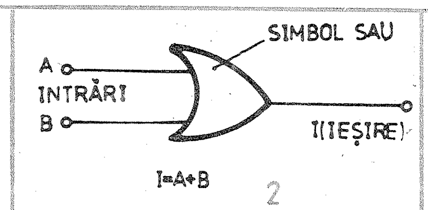
TABELA 6

A	B	I
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

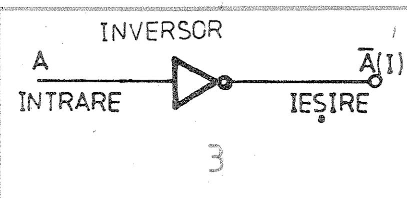
(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



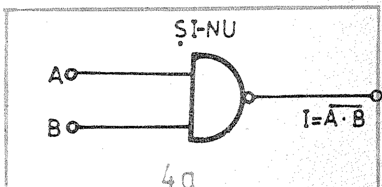
1



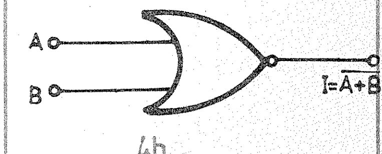
2



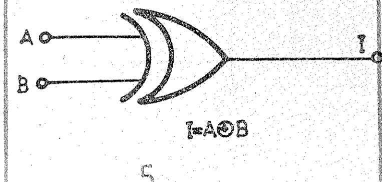
3



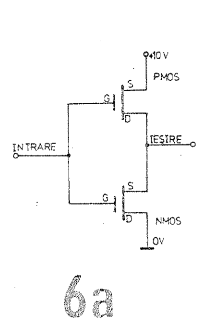
4a



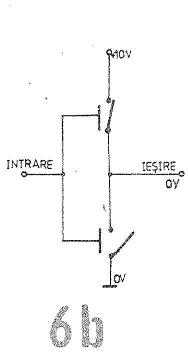
4b



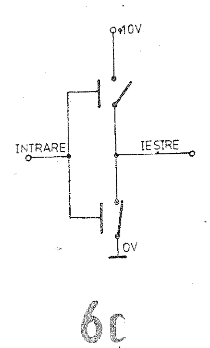
5



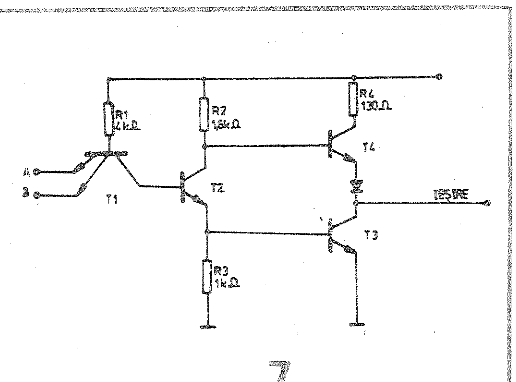
6a



6b



6c

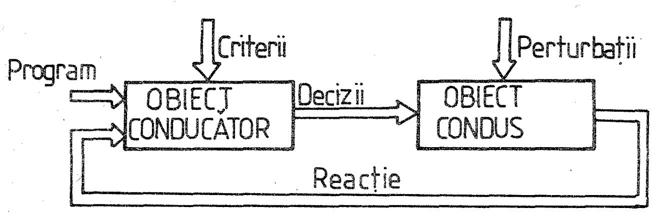


7

ATELIER

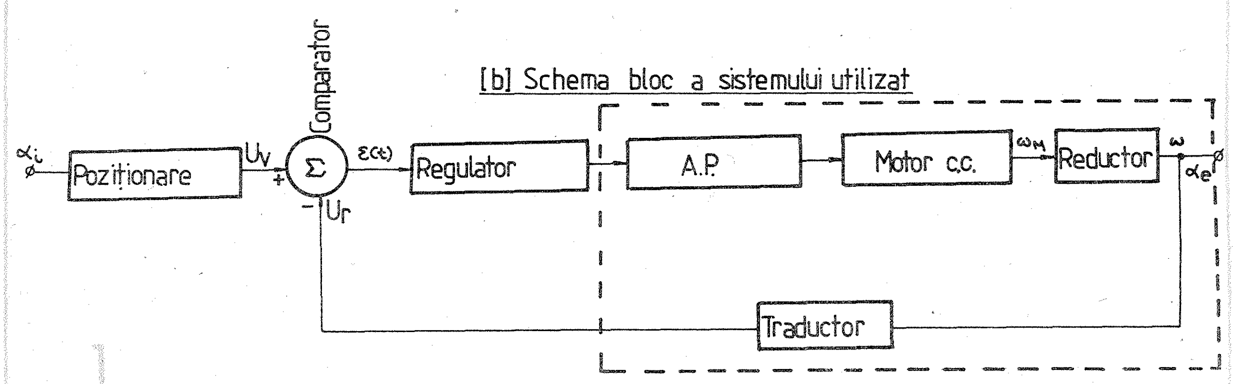
SISTEM AUTOMAT PENTRU ORIENTAREA ANTENELOR TV

Ing. DANIEL BĂDESCU, Rm. VÎLCEA



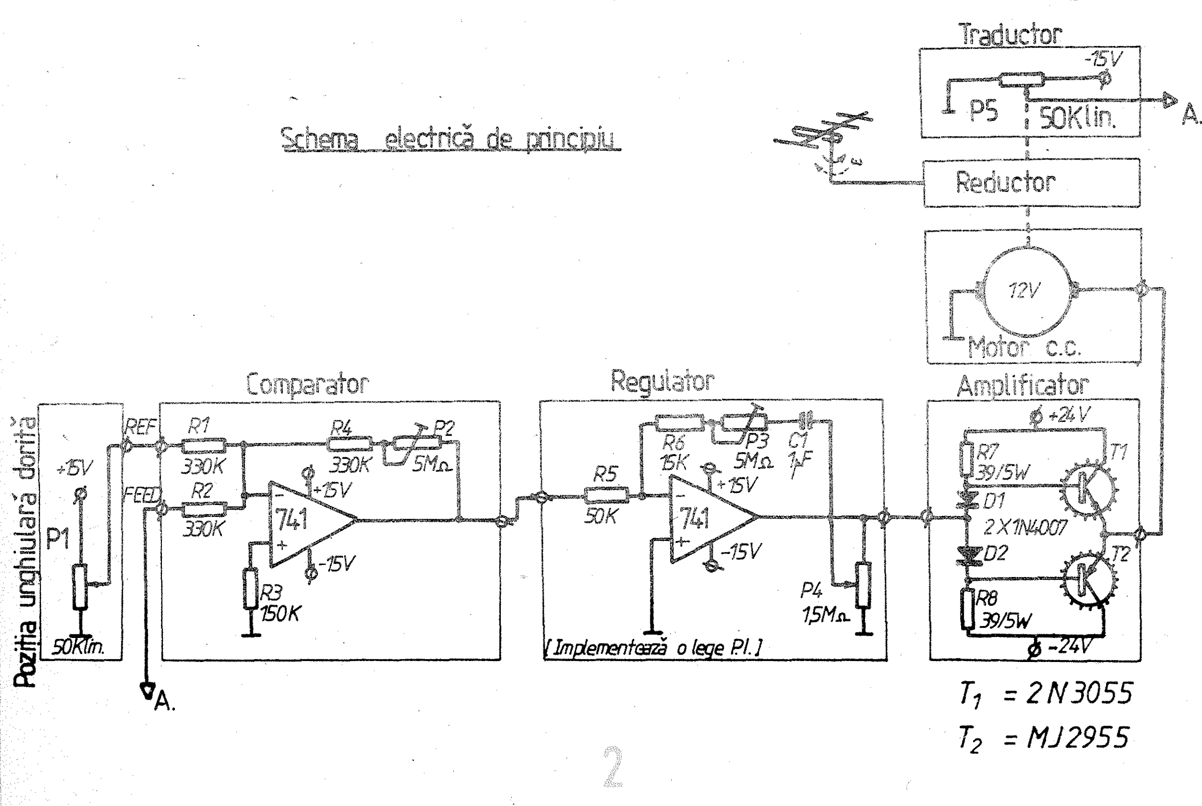
[a] Schema bloc a unui sistem automat

[b] Schema bloc a sistemului utilizat



1

Schema electrică de principiu



2

În practica recepției TV apare adeseori situația ca mai multe emițătoare să fie recepționate optim din mai multe direcții mult diferite. În aceste cazuri se va instala fie cîte o antenă specială pentru fiecare emițător, fie o antenă de banda largă de mare randament, rotativa.

Cea de-a doua posibilitate este de cele mai multe ori cea mai buna soluție, deoarece se poate construi o astfel de antenă cu un randament foarte bun. Construcția mecanică a sistemului de antrenare presupune o diversitate de soluții. Rezolvarea completă a acestei probleme o constituie telecomanda electrică, dublată de posibilitatea stabilirii precise a poziției antenei.

Mergînd pe această idee, am construit un sistem automat de orientare a antenei TV, pe care îl propun în articolul de față constructorilor amatori. Sistemul este automatizat, o simplă rotire a unui buton lîngă receptorul TV ducînd la rotirea cu unghiul dorit a antenei montate pe acoperiș.

A. GENERALITĂȚI

La baza instalației stă un sistem automat de reglare. Un sistem automat de reglare este un ansamblu compus dintr-un obiect conducător și un obiect condus. Obiectul conducător este alcătuit dintr-un element de comparație, un regulator, un amplificator de putere și un motor de antrenare. Obiectul condus îl constituie antena sau sistemul de antene TV.

În sistemul automat, obiectul conducător elaborează decizii care afectează starea obiectului condus (poziția antenei), decizii elaborate în conformitate cu un anumit algoritm, pe baza informațiilor referitoare la starea obiectului condus și a unui program de intrare, astfel încît să fie extremizate o serie de criterii de calitate (eroare staționară pe poziție nulă, timp de răspuns dorit), în condițiile în care asupra obiectului condus acționează o serie de perturbații (vînt, necesitatea orientării spre un alt telecentru etc.). Algoritmul care stă la baza elaborării deciziilor poate fi de tip proporțional, integrator, proporțional-integrator etc. Schema-bloc a unui astfel de sistem este dată în figura 1a.

B. SCHEMA-BLOC UTILIZATĂ

Pentru realizarea scopului propus am folosit un sistem de reglare automat (fig. 1b) de tip convențional (S.R.C.). Acesta este un sistem automat la care obiectul condus (partea fixă, nemodificabilă) are o singură intrare și o singură ieșire, iar regulatorul (elementul elastic al sistemului) elaborează deciziile pe baza abaterii dintre programul impus la intrarea sistemului și mărimea de reacție a sistemului.

Notațiile din figura 1b au următoarea semnificație: DFMR — dispozitivul de fixare a mărimii de referință, C — comparator, R — regulator, AP — amplificator de putere, M — motorul electric de antrenare, Tr — traductorul de reacție.

C. FUNCȚIONAREA SISTEMULUI

Solidar cu axul de antrenare a antenei este fixat traductorul de poziție unghiulară Tr, de tip potențiometric, care transformă poziția unghiulară α_e într-o tensiune U_r, care poate fi comparată cu tensiunea U_V furnizată de DFMR. Atunci cînd aceste tensiuni sînt egale, înseamnă că poziția α_e este identică cu α_i.

Dacă însă între U_V și U_e apare un decalaj, atunci la ieșirea comparatorului C va apărea o eroare $\epsilon(t) = K1[U_V(t) - U_r(t)]$, tensiune ce se aplică regulatorului. Regulatorul prelucrează această eroare în funcție de legea de reglare implementată și furnizează o comandă $I_R(t)$ care este amplificată de AP și aplicată motorului electric.

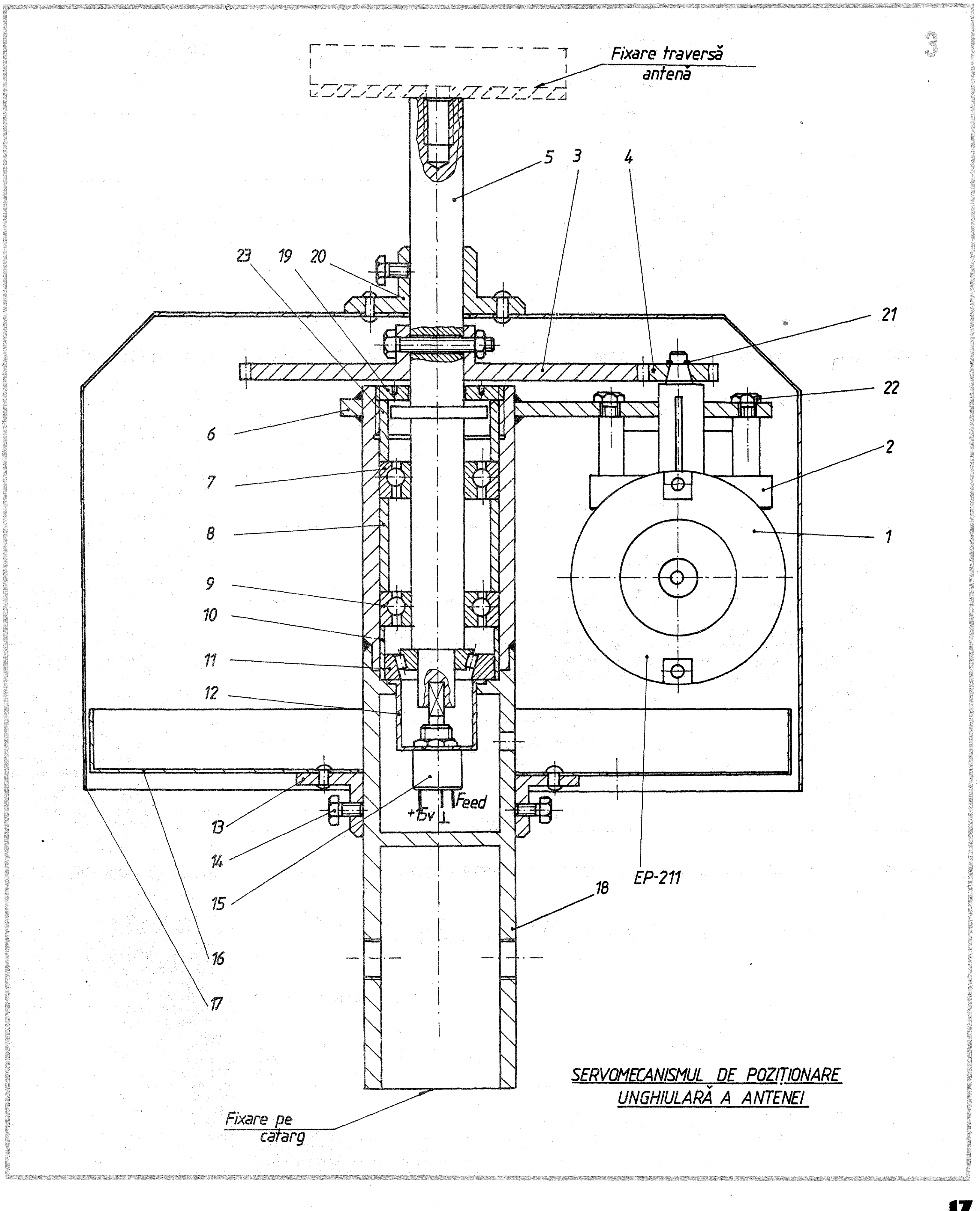
Motorul va roti antena în acel sens care conduce la o poziție finală cît mai apropiată de α_i și o va menține în această poziție pînă la o nouă intervenție asupra DFMR.

D. ELECTRONICA SISTEMULUI

Schema părții electronice este dată în figura 2. Dispozitivul de fixare a mărimii de referință este constituit dintr-un potențiometru cu variație liniară, cu posibilități de rotire în domeniul 0 ÷ 270°, cu ajutorul căruia se fixează orientarea dorită pentru antenă. S-a evaluat $k_{DFMR} = 0,055$ (V/grad).

Elementul comparator C realizat cu AO — βA741 efectuează comparația între tensiunea de referință U_V și tensiunea oferită de traductorul de reacție, U_r. El realizează un factor de amplificare $K_1 = \frac{R_2 + \alpha R_3}{R_1}$, cu $\alpha \in [0, 1]$, variabil între limitele $K_{1m} = \frac{R_2}{R_1} = 1$ și $K_{1M} = \frac{R_2 + R_3}{R_1} = 16$.

(CONTINUARE ÎN PAG. 20)

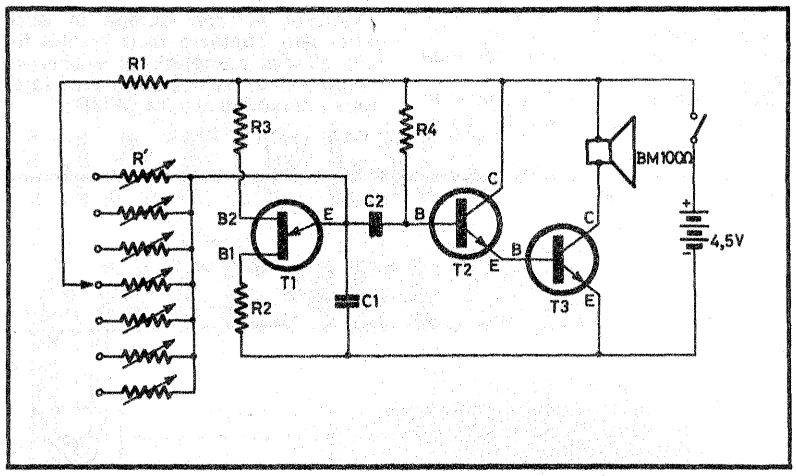


SERVOMECANISMUL DE POZIȚIONARE UNGHIULARĂ A ANTENEI

CITITORII RECOMANDĂ

JUCĂRIE MUZICALĂ

C. STĂNCULESCU



Un instrument muzical simplu poate fi realizat cu ajutorul unui tranzistor unijoncțiune. Notele sînt produse cu ajutorul unei fișe mobile de contact care se deplasează pe o claviatură formată din cîteva pioneze.

Prin montarea unor rezistențe variabile de acord se poate mări numărul notelor.

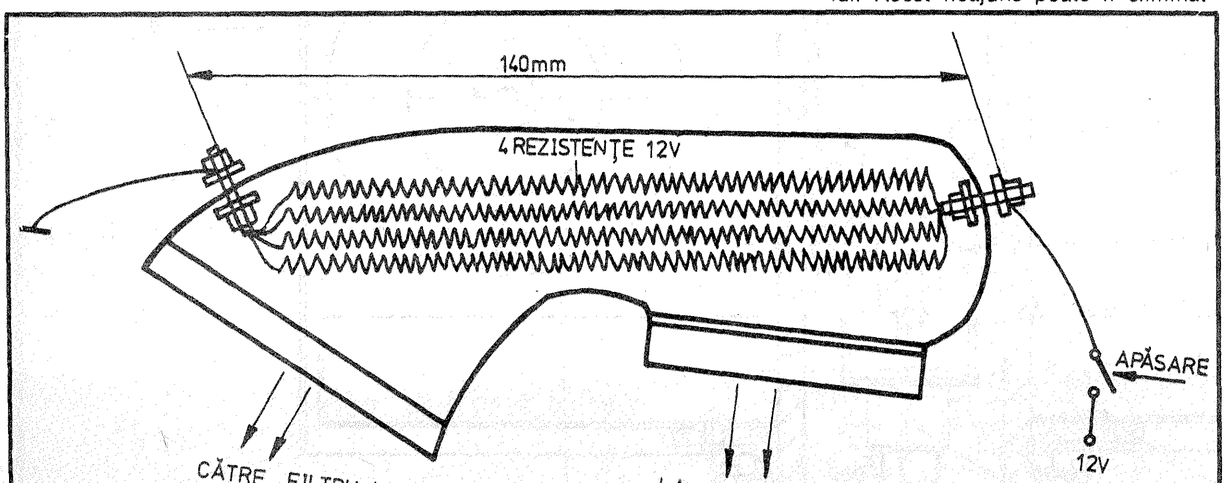
Un tranzistor unijoncțiune are trei electrozi, emitorul E, baza 1, B1 și baza 2, B2. Cum se observă din schemă, condensatorul C1 se încarcă prin rezistențele R1+R' după o lege exponențială. Cînd tensiunea la bornele lui C1 atinge valoarea de vîrf a tranzistorului unijoncțiune, condensatorul se descarcă prin bobina mobilă a difuzorului, prin joncțiunea emitor-bază B_1, care devine conductoare. Cînd tensiunea la bornele aceluiași condensator atinge valoarea de 2 V, tranzistorul unijoncțiune se blochează, condensatorul se reîncarcă și ciclul reîncepe. Frecvența impulsurilor aplicate difuzorului depinde, în special, de valoarea rezistenței totale de încărcare a lui C1 și de valoarea condensatorului.

Semnalele BF sînt luate la nivelul emitorului tranzistorului T1 prin intermediul lui C2, a cărui valoare nu va depăși 33 nF pentru a nu perturba buna funcționare a etajului oscilator. R4 servește la polarizarea totală a ansamblului amplificator. Dacă nota din difuzor este prea puternică, trebuie micșorată valoarea rezistenței. Bobina mobilă a difuzorului direct plasată în colectorul lui T3 trebuie să aibă o impedanță de 100 ÷ 250 Ω. Montajul poate fi alimentat cu o baterie de 4,5 V.

Lista de piese: R1=4,7 kΩ; R2=100 Ω; R3=470 Ω; R4=680 kΩ; C1=47 nF; C2=10 nF; T1 = 2N2646; T2 = BC108; T3 = BC108 sau 2N2222; difuzor cu bobină mobilă 100 Ω — 250 Ω; R' — 7 rezistențe variabile, 50 kΩ.

PREÎNCĂLZIREA AERULUI ÎN CARBURATOR

Fiz. VASILE STRATULAT



Pe timp friguros, se întîmplă de multe ori ca motorul să pornească foarte greu, cu toate că este bine pus la punct și reglat. La temperaturi scăzute, tensiunea de vapori a benzinei este foarte mică, iar amestecul carburant intrat în cilindru este sărac, fapt ce conduce la o pornire greoaie a motorului și la o descărcare inutilă a acumulatorului. Acest neajuns poate fi eliminat dacă aerul care intră în carburator se preîncălzește pînă la o temperatură de 50—80°C. Preîncălzirea se poate realiza dacă se montează niște rezistențe între filtrul de aer și carburator, pe cotul din plastic.

Rezistențele, în număr de patru bucăți, trebuie să fie calibrate pentru tensiunea de 12 V și se pot realiza din sîrma folosită la reșouri. Calibrarea rezistențelor se face tăind în 20 de bucăți o rezistență de reșou care este dimensionată pentru tensiunea de 220 V și puterea de 500 W. Montarea celor patru rezistențe se face între două bride prevăzute cu cose, distanța dintre bride fiind de 140 mm (vezi figura). Alimentarea rezistențelor se face de la acumulator, prin intermediul unui întrerupător gen buton de sonerie. Nu se va folosi un întrerupător basculant deoarece există pericolul de a uita rezistențele conectate, fapt ce ar conduce la topirea cotului din plastic sau la un incendiu. Înainte de a porni motorul, se conectează rezistențele și se menține butonul apăsat timp de 30—60 de secunde, în funcție de temperatura de afară. Realizarea acestui dispozitiv va da satisfacții depline; el a fost conceput pentru DACIA 1300. Pentru celelalte tipuri de mașini se pot face adaptările de rigoare.

VOPSIREA CU MATERII COLORANTE

Chim. CORNEL DUMITRESCU

Se aplică pieselor din aluminiu și duraluminiu tratamentul indicat pentru colorarea chimică, 20% hidroxid de sodiu și cu soluție concentrată de oțet (9°), caldă, apoi spălare și ștergere. După acest tratament, piesele din aluminiu se pot colora în diferite nuanțe, utilizînd vopsele diluate, tot felul de cerneluri și tușuri pentru vopsirea metalelor. După uscare, piesele se pot lustrui cu ajutorul unei bucăți de stofă, frecînd suprafețele.

Rezultatele cele mai bune pentru colorarea pieselor de radio, televizor, magnetofon etc. din aluminiu și duraluminiu le dau coloranții de anilină. Aceștia, spre deosebire de vopsele, tușuri și cerneluri, nu suferă degradări datorită temperaturilor ce se dezvoltă în timpul funcționării aparatelor. Pentru a vopsi piesele cu coloranți de anilină, aceștia se vor dizolva în apă și se vor întinde pe suprafețele pieselor. Se vor lăsa un timp să se zvînte la aer și apoi se va întinde cu ajutorul unui tampon cu tifon o soluție de șerlac incolor.

ZINCAREA

Această operație, prin care se realizează un strat de zinc pe suprafața pieselor, este avantajoasă din două puncte de vedere: primul — deoarece se protejează piesa contra oxidării și al doilea — pentru că devine mai bună conducătoare de electricitate. Zincarea se realizează pe cale chimică cu ajutorul unei soluții obținute prin dizolvarea a 150 g sulfat de zinc în 750 cm³ apă. Se adaugă apoi prin amestecarea continuă 150 g hidroxid de sodiu (sodă caustică).

Atenție! Se va lucra cu grijă (ca și în cazul colorării chimice), deoarece dizolvarea hidroxidului de sodiu se produce cu degajare de căldură.

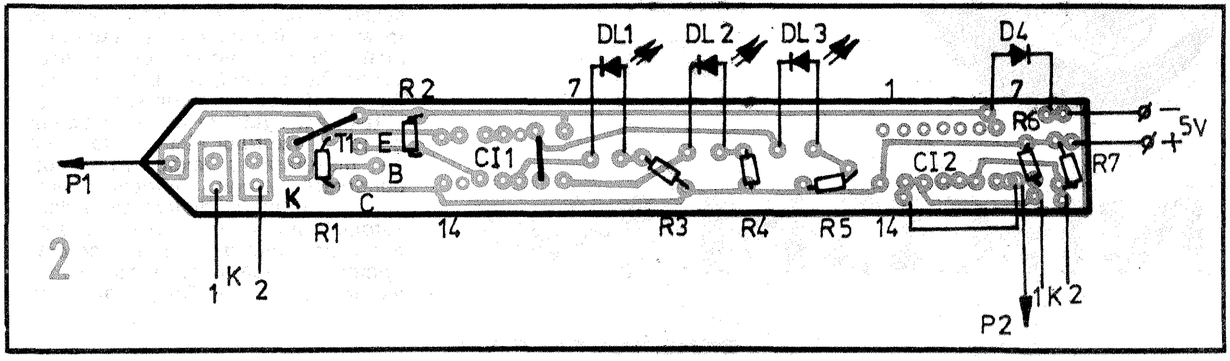
Piesele de aluminiu, în prealabil curățate și degresate, se vor cufunda în această soluție și se vor menține 3—5 minute, după care se vor spăla cu apă multă, lăsîndu-se apoi să se usuce la aer.

TESTER LOGIC

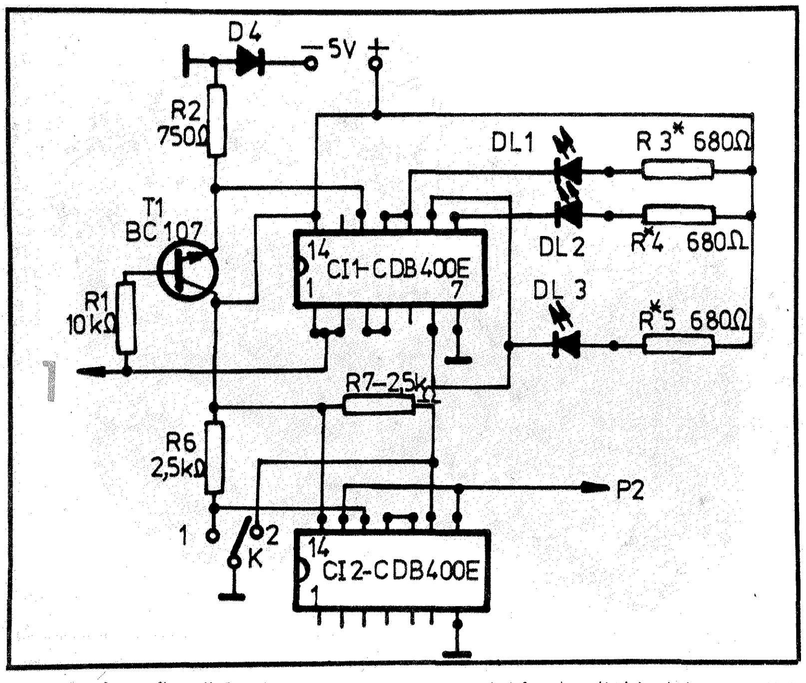
MIRCEA ROT, YO2-1767HD

Propun alăturat un tester logic TTL, pe care l-am realizat prin adaptarea diferitelor scheme din colecția revistei „Tehnium" (fig. 1). Personal am proiectat și realizat schema de cablaj a testerului, pe care l-am realizat și verificat practic.

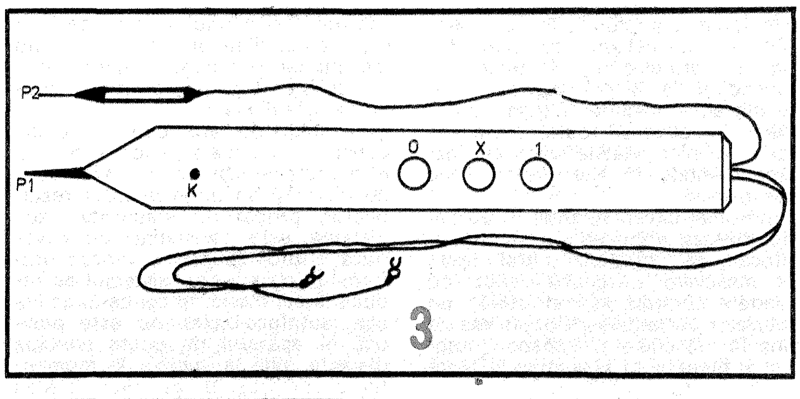
Testerul se realizează pe o plăcuță de circuit imprimat dublu placat, cu dimensiunile 125 x 15 mm. Se poate folosi și circuit imprimat simplu placat, dar în acest caz se vor face legăturile cu fire exterioare, conform figurii 2.



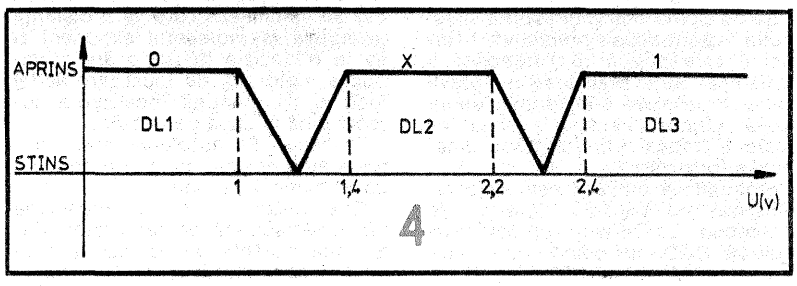
2



1



3



4

După montarea pieselor și testare, placa se introduce într-un tub de plastic la care s-au executat orificiile pentru LED-uri și microcomutatorul K.

La un capăt se fixează un vîrf pentru test, P1, la capătul opus fiind cordoanele prevăzute cu crocodili pentru alimentare și cordonul cu vîrful P2 prin care se injectează semnalul în circuitul testat.

Acest tester este util amatorilor, dar se poate folosi și în cadrul laboratoarelor, necesitînd un număr redus de piese cu un cost scăzut, ajutînd la verificarea rapidă a circuitelor.

Testerul este destinat depanării montajelor cu circuite integrate TTL, fiind utilizat la determinarea stării logice a circuitului urmărit. El testează rapid nivelul unui punct în logică pozitivă.

CARACTERISTICI TEHNICE:

Pragul "zero" logic: 0 V – 1,4 V;
Starea "X": 1,4 V – 2,2 V;
Pragul "unu" logic: 2,2 V – 5 V.

TESTAREA CIRCUITULUI CU SONDA LOGICĂ

Se alimentează montajul cu 5 V din circuitul testat prin cablul prevăzut cu crocodili.

În gol iluminează DL2 (galben).

Se atinge cu vîrful P1 punctul de verificat, obținînd una din următoarele indicații:

— pentru starea logică "0" iluminează DL1 (roșu);

— pentru starea nedefinită (1,4 V – 2,2 V) va ilumina DL2 (galben);

— pentru starea logică "1" va ilumina DL3 (verde).

Un circuit se testează prin introducerea semnalului cu P2, iar cu P1 se urmăresc impulsurile de-a lungul circuitului.

Cu ajutorul microcomutatorului K se obțin la P2 tranziții "sus-jos" și "jos-sus" bine definite, porțile circuitului CI2 avînd rolul de a elimina variațiile lamelei lui K.

ROSTOV - 105

M. AUREL

Se cunoaște faptul că pentru obținerea unei înregistrări de bună calitate pe bandă magnetică intervin mai mulți factori:

— calitatea sursei de semnal;

— calitatea aparaturii utilizate;

— facilitățile pe care le asigură aparatura de care dispunem;

— calitatea benzii magnetice utilizate etc.

Marea majoritate a magnetofoanelor, ca și a casetofoanelor, nu dispun de posibilitatea reglării curentului de premagnetizare ca reglaj curent. Pentru a se modifica valoarea curentului de premagnetizare este necesară intervenția în „interiorul" aparatului. Producătorii de aparatură audio precizează în prospectul aparatului tipul de bandă magnetică pentru care a fost reglat și pentru care se garantează valorile performanțelor tehnice specificate.

Revenind la magnetofonul ROSTOV 105, conform prospectului, acesta este reglat pentru banda A4416 — 6б de producție sovietică. Cum în comerț nu se livrează decît bandă ORWO — 123 LH, avînd caracteristici diferite de cele ale benzii sovietice, în practică am constatat necesitatea modificării valorii curentului de premagnetizare pentru obținerea unor înregistrări de calitate, în special în domeniul frecvențelor înalte.

Deoarece nu toți amatorii dispun de aparatura necesară pentru măsurarea curentului de premagnetizare, ce are frecvența de circa 100 kHz, voi prezenta modalitatea de reglare utilizînd numai un ohmmetru obișnuit.

Etapele de lucru, pas cu pas, pentru execuția reglajului, sînt următoarele:

— se demontează capacul de lemn de pe partea stîngă a magnetofonului (privit din față);

— placa ce conține generatorul curentului de ștergere și premagnetizare este montată în poziție verticală, cu piesele către privitor și este plasată după placa ce conține elementele de comandă ale VU-metrelor. Aceasta este montată în spatele indicatoarelor cu ac, cu fața conținînd piesele (plantată) orientată în jos;

— se identifică rezistențele semireglabile R18, R19, R20, R21, aflate pe placa oscilatorului de ștergere și premagnetizare. Sînt montate către marginea plăcii și sînt inscripționate explicit pe placa pe care sînt montate. R18 și R20 sînt prevăzute pentru reglajul curentului de premagnetizare pe viteza 9,53 cm/s, iar R19, R21 pentru viteza 19,05 cm/s;

— conform schemei, un terminal și cursorul rezistenței semireglabile sînt legate împreună la fiecare din cele patru rezistențe semireglabile R18 ÷ R21, valoarea rezistenței rămase între cursor și celălalt terminal stabilind valoarea curentului de premagnetizare;

— măsurînd cu ohmmetrul valorile pentru R18 și R20, se constată o valoare de circa 10 kΩ, iar pentru R19 și R21 o valoare de circa 8 kΩ;

— se acționează în sensul măririi rezistenței măsurate pînă la valoarea de 16 kΩ pentru viteza de 9,53 cm/s (R18 și R20) și de 14 kΩ pentru viteza de 19,05 cm/s (R19 și R21);

— se fac probe de înregistrare de la diverse surse de semnal și cu valori diverse ale nivelului semnalului. Pentru valorile date nu s-a observat distorsionarea înregistrării (pe bandă ORWO 123 LH) sau scăderea nivelului frecvențelor înalte nici cînd indicatoarele cu ac staționează pe zona roșie, iar indicatoarele de vîrf (LED) sînt continuu aprinse;

— se remontează capacul magnetofonului.

RECOMANDĂRI FINALE

— nu se vor ajusta alte reglaje ale magnetofonului, pentru a nu se înrăutăți performanțele; refacerea altor reglaje nu este posibilă decît cu ajutorul unei aparaturi de laborator;

— toate măsurătorile și reglajele se execută cu magnetofonul deconectat de la rețea;

— dacă se dorește reglarea pentru alte tipuri de benzi, este bine să se cunoască precis caracteristicile acesteia. Informativ, menționăm că benzile cu oxid de fier (normale) sînt cele cu nivelul de saturație cel mai scăzut, benzile care conțin oxid de crom (tip EE), ca și cele cu pulberi metalice, admit niveluri de premagnetizare mari, avînd nivelul de saturație ridicat;

— la înregistrări, reglați nivelul semnalului în preajma valorii 0 dB, astfel ca numai vîrfurile semnalului să depășească această valoare;

— reducerea prea accentuată a nivelului curentului de premagnetizare nu favorizează frecvențele înalte la înregistrare, ci va duce la o înregistrare de proastă calitate, cu distorsiuni.

BIBLIOGRAFIE:

Almanah „Tehnium" 1986, pag. 79—81

Instrucțiuni de exploatare și schema electrică a magnetofonului ROSTOV 105.

FOTOTEHNICĂ

NIKON F4

CONSTANTIN BALA

În toamna anului 1988, firma NIKON a prezentat un nou aparat fotografic profesional, denumit F4. Succedînd la 8 ani precedentului tip din aceeași clasă (F3), noua cameră înglobează toate perfecționările tehnice viabile care au fost experimentate în acest interval pe alte modele.

În numai cîteva cuvinte, F4 se caracterizează printr-un sistem de autofocalizare „predictiv", trei tipuri de măsurare a luminii (spot, cu pondere centrală și matriceală), un obturator cu lamele ce poate realiza pînă la 1/8 000 s și transport automat al filmului cu maximum 5,7 imagini/secundă.

Să ne oprim mai întîi asupra sistemului „autofocus predictiv". Termenul este preluat din franceză și înseamnă autofocalizare cu previziune. În engleză s-a adoptat denumirea „focus tracking", ceea ce poate fi tradus prin „urmărire dinamică a focalizării".

Probabil că cititorul este deja familiarizat cu sistemul „clasic" de autofocus, cu senzori optoelectrici multipli CCD, introdus prima oară la camera Minolta 7 000 (vezi „Tehnium" nr. 3/1989). Două lentile de separare formează două imagini ale zonei centrale încadrate în vizor pe două sectoare fotosensibile, fiecare format dintr-un număr de senzori CCD. Comparînd „imaginile electrice" obținute pe cele două sectoare, microprocesorul stabilește care sînt sensul și mărimea decalajului dintre ele și ia o decizie corespunzătoare pentru acționarea micromotorului ce asigură focalizarea. În continuare, după ce s-a efectuat punerea la punct a clarității sînt comandate ridicarea oglinzii de vizare și declanșarea obturatorului.

Se observă că la autofocalizarea clasică există un decalaj de timp între momentul cînd se face măsurarea automată a distanței (la apăsarea pe jumătate a butonului declanșatorului) și momentul cînd se face expunerea filmului. În acest timp (zecimi de secundă), distanța pînă la subiect poate să varieze și fotografia este neclară.

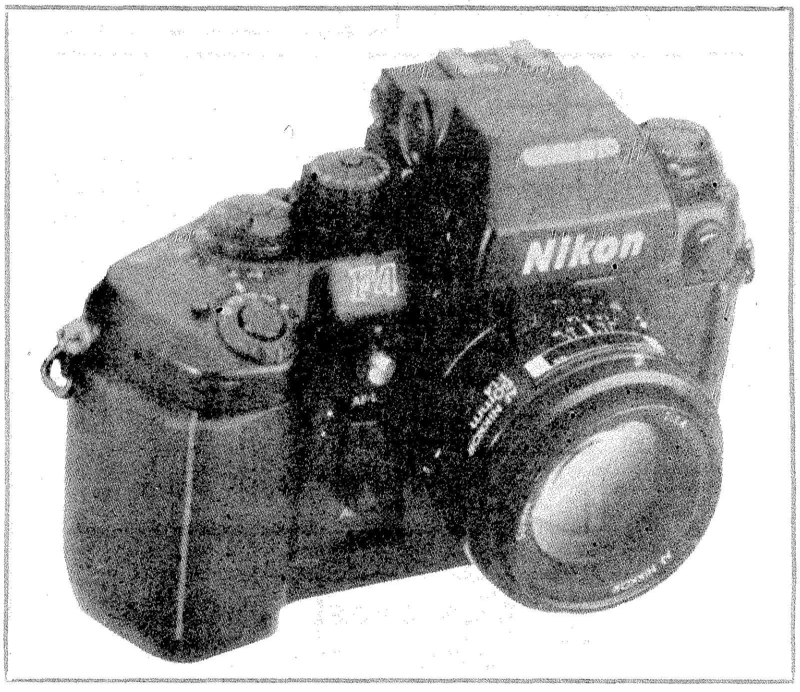
Sistemul de autofocus predictiv constă în efectuarea succesivă și în ritm rapid a mai multor măsurători de distanță. În urma analizei rezultatelor, procesorul stabilește dacă distanța este constantă, dacă variază aleator sau dacă variază uniform. În primul caz, sistemul se reduce la cel clasic. În cel de-al doilea caz, autofocalizarea nu este posibilă și aparatul nu poate anticipa distanța pînă la subiect în momentul declanșării. În cel de-al treilea caz se calculează care va fi distanța probabilă în momentul expunerii și se ia o decizie de acționare continuă a motorului de focalizare astfel încît el să mențină focalizarea corectă pînă în clipa declanșării.

La Nikon F4 autofocalizarea continuă este posibilă pînă la o cadență de 3 imagini/secundă.

Este posibilă și o altă variantă de lucru: se reglează de către fotograf o anumită distanță pe obiectiv și aparatul declanșează automat atunci cînd subiectul se află la acea distanță (accesoriu opțional montat într-un „capac de spate" tip MF23, care sporește performanțele aparatului). De asemenea, este prevăzut și modul manual de focalizare, asistat de sistemul autofocus care se limitează în acest caz la indicarea sensului în care trebuie rotit inelul distanțelor de pe obiectiv pentru o punere la punct corectă.

Vizorul, tip reflex, este prevăzut cu posibilități de schimbare, 13 tipuri de geam mat și 4 vizoare sînt disponibile pentru a satisface cele mai variate condiții de fotografiere.

În vizor sînt afișate o multitudine de date, pe laturile de sus și de jos ale cadrului. Astfel, sus sînt indicate: diafragma în cazul reglării sale manuale, corecția de expunere, numărul de cadre expuse, sensul în care trebuie rotit inelul de focalizare cînd operația se face manual, lipsa contrastului necesar pentru buna funcționare a sistemului autofocus și momentul cînd blitz-ul este gata de lucru. În partea de jos a vizorului sînt afișate: tipul de măsurare a expunerii (spot, ponderată central, matriceal), timpul de expunere, diafragma reglată automat, modul de lucru (cu program, prioritate de timp sau de diafragmă) și dacă se lucrează cu memorarea expunerii. Tot pe latura de jos a cadrului există un indicator analogic LCD pentru expunere corectă, util în cazul lucrului în regim semiautomat, ce simulează acul indicator de la instrument.



Măsurarea expunerii poate fi efectuată în trei feluri: numai într-o zonă restrînsă în centrul imaginii (spot), pe toată suprafața cadrului cu ponderea centrală sau matriceal. Această ultimă metodă, introdusă prima oară la Nikon FA (sistemul AMP, vezi „Tehnium" nr. 12/1987) consideră cadrul format din cinci zone: una centrală și patru colțuri. În urma măsurării iluminării pe fiecare zonă, după un program de interpretare a datelor stabilit de fabricant, se ia decizia de expunere care se preconizează că va da cel mai bun rezultat. Față de modelul FA, la Nikon F4 s-a introdus un comutator cu mercur ce sesizează poziția aparatului în timpul fotografierii (încadrare pe orizontală sau pe verticală), astfel încît microprocesorul „știe" care sînt zonele de sus și de jos ale cadrului în oricare situație. Tot sistemul de măsură matriceală comandă și blitz-ul pentru lumina de umplere în cazul fotografiilor în contralumină.

Obturatorul este cu lamele, unele din ele fiind confecționate din fibre de carbon pentru a rezista accelerațiilor mari de la pornire și oprire.

Aparatul conține patru motoare: unul pentru autofocus, altul pentru armarea obturatorului, un al treilea pentru transportul filmului și ultimul pentru rebobinare. Viteza maximă de transport (5,7 imagini/s) este atinsă în cazul alimentării de la 6 baterii de 1,5 V. Cu 4 baterii se obțin 4 imagini/s. O viteză redusă (1 imagine/s) este prevăzută pentru situațiile cînd nu se acceptă zgomotul produs de motor la viteze mai ridicate sau atunci cînd nu este necesară o cadență mare de fotografiere.

Ridicarea manuală a oglinzii, posibilitatea de supraimpresiune, posibilitatea de a folosi și obiective Nikon mai vechi (din seriile AI și AI-S — fără autofocus), pe lîngă obiectivele moderne AF și AI-P, sînt alte caracteristici notabile ale camerei F4.

SISTEM AUTOMAT PENTRU ORIENTAREA ANTENELOR TV

(URMARE DIN PAG. 17)

Pentru realizarea regulatorului R s-a utilizat tot un operațional βA741, care realizează un algoritm P.I. Funcția de transfer realizată va asigura astfel cu necesitate eroarea staționară nulă dorită. În limbaj practic, eroarea staționară nulă este echivalentă cu a spune: „dacă DFMR va fi poziționat pe α° ($0^\circ \leq \alpha^\circ \leq 270^\circ$), după un timp de stabilire reglabil și el prin acordarea corespunzătoare a regulatorului R, traductorul de poziție Tr va indica cu necesitate tot α°".

Regulatorul realizează o funcție de transfer $H_R(s) = K_2\left[1 + \frac{1}{T_{i2} \cdot S}\right]$ unde $K_2 = \frac{R_5 + \alpha R_6}{R_4}$, $K_2 \in (0{,}3 \ldots 100)$, iar $T_{i2} = (R_5 + \alpha R_6) \cdot C_1$, variabil prin modificarea lui K_2 între limitele $T_{i2min} = R_5 \cdot C_1 = 15\ \mu s$ și $T_{i2max} = (R_5 + R_6) \cdot C_1 = 5$ s.

De remarcat este faptul că timpul de răspuns al sistemului (timpul scurs între momentul în care pe DFMR se fixează poziția dorită și momentul în care această poziție este atinsă de antenă și menținută astfel pînă la o nouă intervenție asupra DFMR) este de aproximativ $3 \cdot T_{i2}$.

Amplificatorul de putere, AP, este realizat cu două tranzistoare complementare, oferind un factor de amplificare $K_{AP} = 0{,}95$.

E. MECANICA SISTEMULUI (fig. 3)

Comanda furnizată de regulatorul R și amplificată de AP este aplicată motorului electric de c.c. Motorul (1) este de tip „ștergător de parbriz", alimentat la ±12 V și care are încorporat un reductor de turație melc-roată melcată (2).

Mișcarea de rotație dată de această primă treaptă este aplicată unei a doua trepte de demultiplicare, realizată cu perechea de roți dințate cilindrice (3) și (4). Mișcarea rezultată este aplicată prin roata (3) axului de antrenare a antenei (5). La partea superioară a acestuia s-a prevăzut posibilitatea fixării unei piese profilate în care se rigidizează traversa antenei TV.

Corpul dispozitivului de antrenare este constituit din piesa (18) realizată din două părți din motive de prelucrare. Corpul adăpostește trei rulmenți. Doi dintre ei sînt radiali, tip 6204N, și asigură rotirea axului (5), iar unul este axial, tip 30302A, asigurînd preluarea greutății antenei sau a sistemului de antene.

Pe corpul dispozitivului (18) este sudată placa (6) care asigură fixarea motorului (1) și, în același timp, realizarea distanței între axe pentru roțile dințate (3) și (4).

Traductorul de poziție Tr, tip potențiometric (15), este fixat în piesa (18) prin intermediul suportului (12). Tija lui de antrenare prelucrată pris-

REALIZAREA FOTOGRAFICĂ A ETICHETELOR

Fiz. GHEORGHE BĂLUȚĂ

Calitatea marcajelor și înscrisurilor pe carcasa unui aparat contribuie în mare măsură la realizarea unui aspect corespunzător al acestuia.

Printre alte metode de obținere a marcajelor se numără și cea fotografică. Ea constă în executarea pe hîrtie fotografică alb-negru sau color a diverselor etichete care indică funcțiile butoanelor, manetelor, bornelor sau aparatelor de măsură, ori cuprind denumirea și precizări pentru utilizarea aparatului.

Avantajele metodei fotografice pot fi rezumate astfel:

— desenul original se face în tuș pe calc, deci în condiții „standard", pentru desenator existînd cele mai largi posibilități de folosire a șabloanelor, letraset-ului, a instrumentelor și dispozitivelor ajutătoare pentru desen;

— în desen se pot include porțiuni decupate din reviste (cu rol funcțional sau estetic) care nu pot fi realizate ușor de către desenator;

— prin fotografiere se poate reduce dimensiunea desenului original de cîteva ori, ceea ce îmbunătățește calitatea contururilor și alinierea literelor; de asemenea, se rezolvă problema înscrisurilor de dimensiuni mici (sub 2,5 mm înălțimea literei), pentru care nu se pot folosi șabloane;

— este posibilă inversarea tonurilor de alb și negru (imagine negativă), respectiv obținerea de marcaje albe pe fond negru (sau colorat) cu un aspect atrăgător;

— prin folosirea hîrtiei foto color se pot realiza etichete colorate, chiar de pe desene originale alb-negru;

— hîrtia fotografică se taie ușor în cele mai diverse forme.

Principalele dezavantaje ale etichetelor fotografice sînt:

— sensibilitatea hîrtiei foto la acțiuni mecanice (zgîrieturi, lovituri);

— sensibilitatea stratului de gelatină la apă.

Pentru micșorarea riscului de deteriorare se poate acoperi eticheta cu o folie subțire de material plastic transparent. Există, de asemenea, posibilitatea schimbării etichetei deteriorate, deoarece obținerea de copii fotografice nu este dificilă.

Și acum să enumerăm diversele variante posibile.

Varianta 1:

— Originalul: desen negru pe fond alb (tuș pe hîrtie de calc)

— Filmul: negativ alb-negru cu contrast ridicat

— Copia: hîrtie alb-negru; rezultă un desen negru pe fond alb

Varianta 2:

— Originalul: desen negru pe fond alb (tuș pe calc)

— Filmul: diapozitiv alb-negru cu contrast ridicat

— Copia: hîrtie alb-negru; rezultă un desen alb pe fond negru

Varianta 3:

— Originalul: desen negru pe fond alb (tuș pe calc)

— Filmul: negativ alb-negru cu contrast ridicat

— Copia: hîrtie color, cu un filtraj complementar culorii dorite; rezultă un desen colorat pe fond alb

Varianta 4:

— Originalul: desen negru pe fond alb (tuș pe calc)

— Filmul: diapozitiv alb-negru cu contrast ridicat

— Copia: hîrtie color, cu un filtraj complementar culorii dorite; rezultă un desen alb pe fond colorat

Varianta 5:

— Originalul: desen negru pe fond alb (tuș pe calc)

— Filmul: diapozitiv color ușor supraexpus, astfel încît desenul apare într-o culoare albastră

— Copia: hîrtie color, cu un filtraj complementar culorii dorite pentru fond; rezultă un desen galben pe fond colorat.

Notă: folosind diapozitive cu termen de garanție depășit, desenul apare într-o dominantă oarecare chiar la expuneri corecte, astfel încît pe hîrtie se obține culoarea complementară.

Varianta 6:

— Originalul: desen colorat pe fond colorat

— Filmul: negativ color

— Copia: hîrtie color; rezultă un desen colorat pe fond colorat, asemănător originalului.

Desigur, este nevoie de stăpînirea tehnicilor fotografice respective și de un oarecare discernămînt pentru alegerea formelor și culorilor care se armonizează.

Facem în încheiere cîteva sugestii suplimentare.

Fotografierea originalelor se va face pe un „banc pentru reproduceri" construit de fabrică sau improvizat, care asigură perpendicularitatea direcției de fotografiere pe suprafața originalului. Iluminarea va fi uniformă, asigurată de două sau patru becuri plasate simetric. Se folosesc obiective cu rezoluție bună, diafragmate la 5,6—8.

Pentru copii se recomandă hîrtia subțire, care se mulează mai bine pe suprafața pe care este aplicată și la care nu este prea vizibilă grosimea suportului. Este preferabilă hîrtia cu suprafață plastifiată (cum este cea color), care nu-și strică luciul în urma stropirii accidentale cu apă. În cazul hîrtiei alb-negru se va evita hîrtia lucioasă în favoarea celei mate, raster sau cristal, pe care nu rămîn urme de la apă sau amprente digitale.

---

matic este introdusă într-un canal corespunzător dispus la partea inferioară a axului de antrenare (5).

Protecția la intemperii este realizată prin capacele (16) și (17). Distanțele între rulmenți se asigură prin piesele tip bucșă (8) și (9). Piesa filetată (19) împiedică deplasările axiale. Alte detalii de montaj rezultă din desenul de ansamblu.

F. REALIZARE, MONTARE, REGLAJ

Realizarea practică implică două etape: realizarea părții electronice și realizarea părții mecanice. Pentru partea electronică nu am dat desenele de cablaj, rămînînd ca fiecare constructor amator să le proiecteze în funcție de piesele de care dispune, schemele fiind simple. În plus, va fi realizat un alimentator care trebuie să livreze o tensiune de ±15 V pentru alimentarea părții electronice și ±24 V pentru elementul de execuție, la un curent de circa 3 A.

Partea mecanică se realizează într-un atelier. S-a mers pe ideea recuperării și refolosirii unor materiale metalice, cu excepția rulmenților, care se recomandă să fie noi. Dimensionarea o face fiecare constructor, după posibilități.

După realizarea practică a celor două părți constitutive, se montează instalația, servomecanismul pe pilonul antenei, iar partea electronică lîngă televizor.

La montarea pe pilon trebuie să se țină cont de următoarele indicații pentru o bună funcționare și fiabilitate:

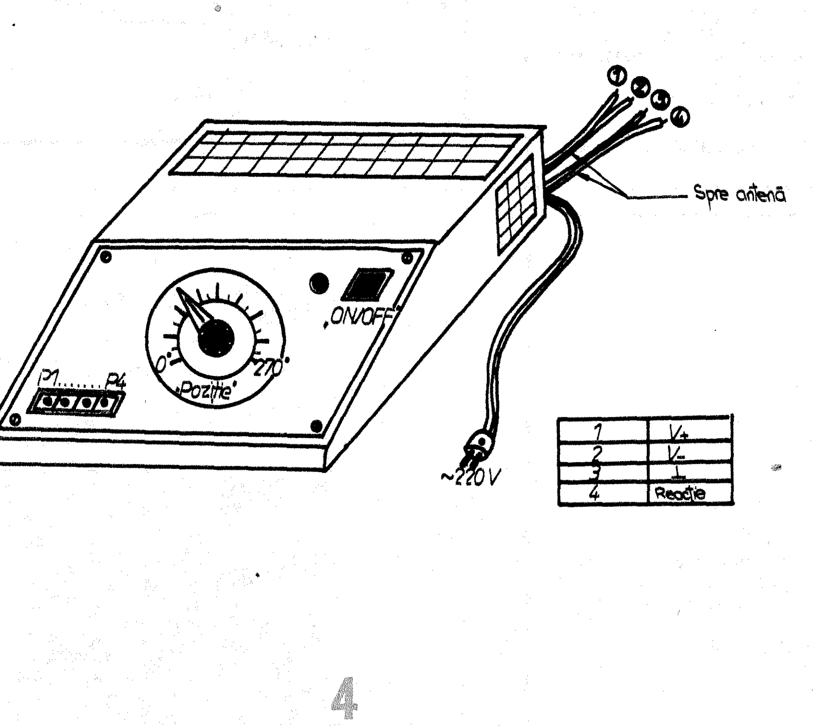
— se va alege acea variantă de dispunere a antenelor (în cazul utilizării unui sistem de antene) care să permită așezarea centrului lor de greutate cu cel puțin 50 mm sub limita superioară a axului (5), acesta trebuind să fie solicitat doar axial și nu la încovoiere;

— rulmenții vor fi unși cu vaselină de rulmenți;

— toată partea metalică se vopsește cu vopsea de ulei;

— pilonul se ancorează sub servomecanism, ancorele fiind dimensionate să reziste la un vînt de 150 km/h și i se prevede legarea la pămînt.

Reglajele constau în ajustarea lui P_2, P_3, P_4 pentru un timp de răspuns corespunzător. La fixarea servomecanismului pe pilon se va avea în vedere ca telecentrele posturilor ce urmează a fi recepționate să se încadreze în domeniul de 0° ÷ 270° baleiat de antenă.



4

BIBLIOGRAFIE:

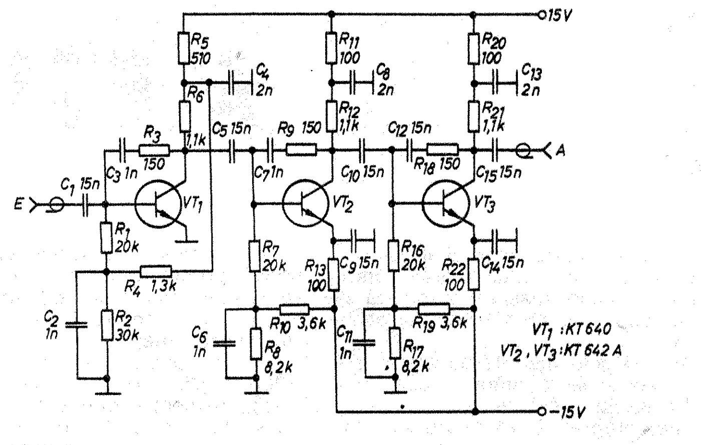
A.J. Fosard — Servomecanismes et régulateurs, Paris, 1973

Circuite integrate analogice, București, 1983.

C. Sergiu, D. Ion — Regulatoare automate, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1985.

REVISTA REVISTELOR

AMPLIFICATOR 10 MHz–1 GHz



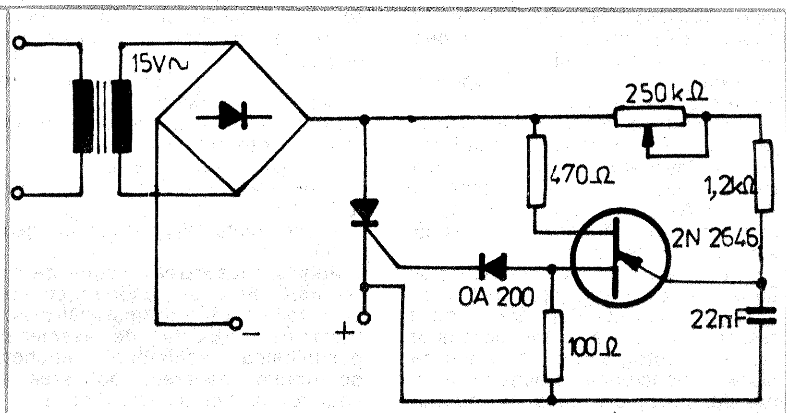
Folosind tranzistoare KT640 și KT642 se poate construi conform schemei alăturate un amplificator de antenă care lucrează în banda 10 MHz — 1 GHz.

Amplificatorul are un cîștig de 20 dB între 10 și 400 MHz și 25—28 dB între 400 MHz și 1,2 GHz.

Impedanța de intrare și ieșire este de 50 Ω, iar alimentarea este asigurată de la o sursă dublă ±15 V.

RADIO-FERNSEHEN-ELEKTRONIK, 10/1987

REDRESOR



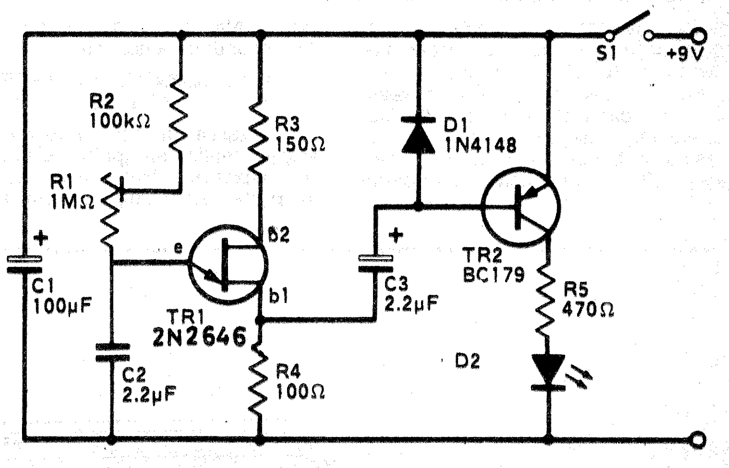
Montajul este destinat încărcării acumulatoarelor de 6 sau 12 V. Curentul debitat poate fi controlat în limitele 600 mA — 6 A.

Transformatorul este astfel dimensionat ca în secundar să debiteze o tensiune de 15 V, tensiune care este redresată cu o punte cu diode ce admit un curent de 15 A. În serie cu acumulatorul este montat un tiristor. Deschiderea tiristorului este comandată de impulsuri date de un oscilator cu tranzistor unijoncțiune.

Curentul de încărcare este comandat de frecvența oscilatorului, care la rîndul ei se stabilește din potențiometrul de 250 kΩ.

RADIO PLANS, 313

GENERATOR



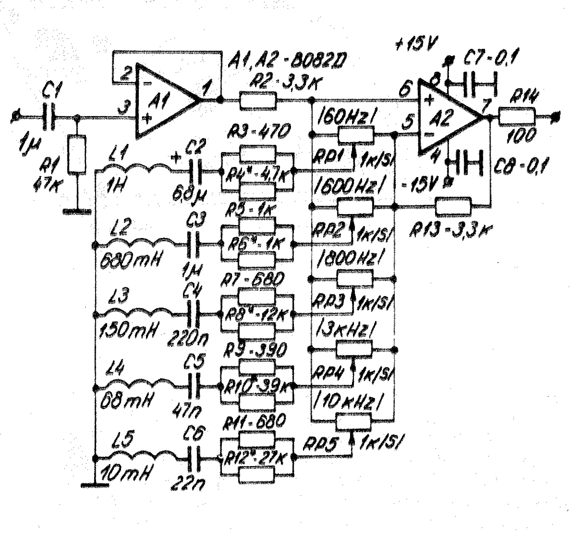
Montajul emite semnale luminoase într-un anumit ritm (destul de lent).

Tranzistorul TUJ 2N2646 produce impulsuri cu frecvența ce se stabilește din potențiometrul R1 = 1 MΩ; aceste impulsuri comandă tranzistorul BC179 (pnp cu siliciu) și în modul acesta lucrează dioda LED.

Montajul poate folosi pentru indicarea ritmului muzicii la un cor de copii.

TEHNIČKE NOVINE, 5/1989

EGALIZATOR



Mult apreciat de amatorii de muzică, acest montaj poate produce o modificare substanțială a caracteristicii de frecvență în gama 50 Hz — 20 kHz.

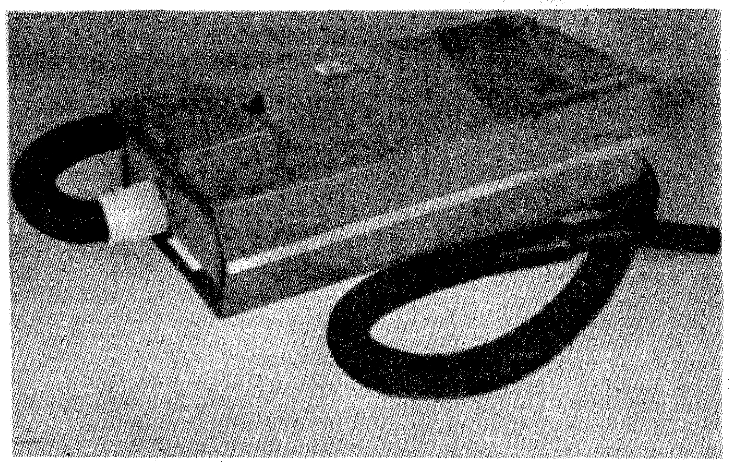
Cele 5 filtre acționează în sens de amplificare sau atenuare în 5 zone distincte, așa cum este notat și pe schemă.

Amplificatoarele operaționale fac parte din circuitul BO82D.

Toate bobinele vor trebui să respecte valorile de inductanță notate pe schemă.

ELEKTOR, 3/1988

ASPIRATOARE DE PRAF



Aspiratorul de praf cu reglaj electronic al puterii absorbite tip AP10E este un nou model destinat uzului casnic, conceput special pentru aspirarea cu mare eficiență a prafului și a impurităților.

AP10E funcționează pe baza aspirării și refulării aerului de către un sistem de două ventilatoare centrifugale, montate pe axul motorului de antrenare. Aerul aspirat antrenează praful și micile impurități, care apoi sînt reținute de sacul de hîrtie și sacul de pînză.

Prin dispozitivul electronic cu care este echipat noul tip de aspirator de praf AP10E se reglează tensiunea de alimentare a motorului și implicit puterea absorbită și caracteristicile de aspirație.

AP10 și AP10E satisfac exigențele prin:

— formă constructivă atrăgătoare;
— putere de absorbție și depresiunea reglabile;
— capacitate sporită de înmagazinare a prafului;
— echipare cu saci de hîrtie, ceea ce determină o folosire igienică a aspiratorului;
— refulare verticală a aerului.

TIP: AP10 și AP10E

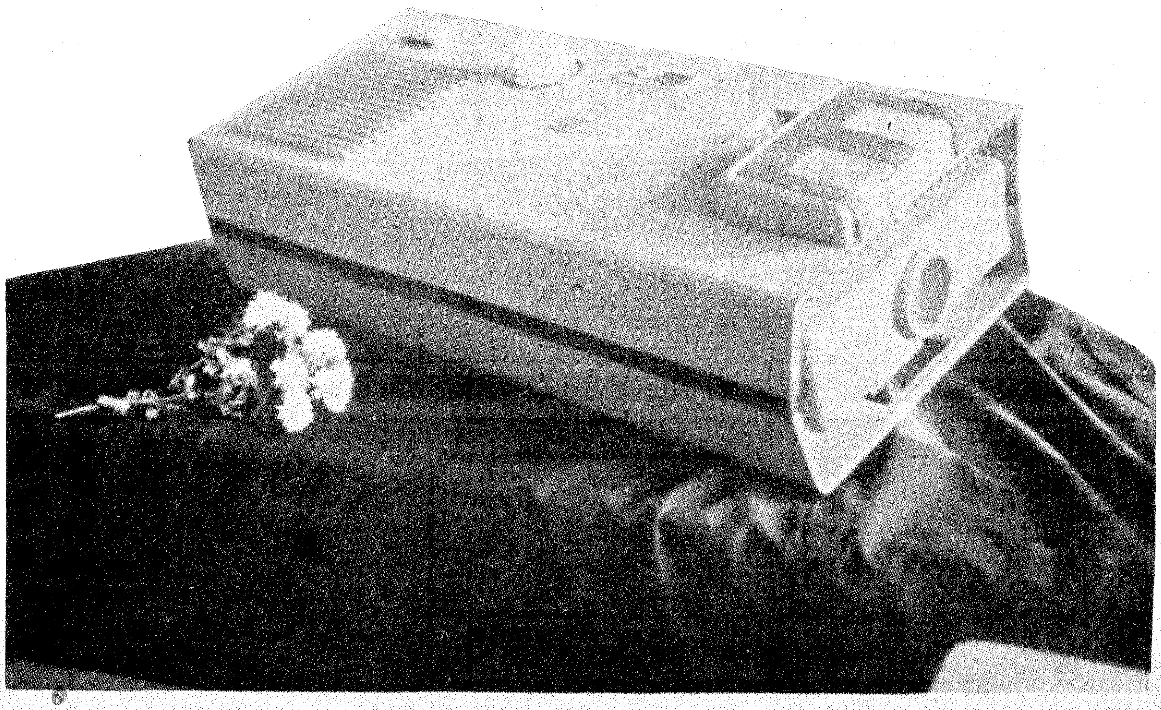
PRINCIPALELE CARACTERISTICI TEHNICE

Tensiune nominală: 220 V/50 Hz
Putere absorbită: 150 ÷ 600 W, cu reglaj continuu
Depresiune: 400 ÷ 1 500 mm col. apă
Debit de aer maxim: 10 ÷ 21 dm^3/s
Regim de funcționare: continuu
Clasa de protecție contra electrocutării: II

TIP AP20S

PRINCIPALELE CARACTERISTICI TEHNICE

Tensiune nominală: 220 V/50 Hz
Putere absorbită: 160 W
Depresiune: 1 400 mm col. apă
Debit de aer maxim: 1,2 m^3/min
Regim de funcționare: continuu
Clasa de protecție contra electrocutării: II.



Raioanele magazinelor comerțului de stat specializate în desfacerea produselor electrotehnice vă stau la dispoziție pentru a vă alege aspiratorul preferat:

AP10E lei 1 560
AP10 lei 1 300
AP20S lei 950

SERVICE

DINICĂ AURELIAN — jud. Mehedinți
Circuitele amplificatorului de putere la care vă referiți au fost prezentate și vă recomandăm să revedeți colecția. Este dificil să vă explicăm la această rubrică diferențele între două tipuri de televizoare.

ARITON DANIEL — Iași
Nu numai funcția trebuie respectată, ci și tensiunile de polarizare atunci cînd este înlocuit cu alt tub.
Consultați cu atenție un catalog de tuburi.

DUMITRESCU DAN — Galați
Trebuie să vedeți unde injectați programul de la videocasetofon în televizor.
Semnalul RTTY se selectează numai cu un receptor de trafic.

SĂNDULESCU GH. — Pitești
Zgomotul provine din cuplaje parazitare; posibil chiar de la motor.

NIȚĂ DRAGOȘ — Focșani
Vă recomandăm să construiți emițătorul numai după ce aveți autorizația.

CHILEA IOAN — Bacău
Vom publica stații Rx-Tx pe 3,5 MHz.

BORȘOȘ ALEXANDRU — Dej
Reglarea exactă a frecvenței impune utilizarea unor potențiometre de bună calitate. Montați pe spatele cablajului condensatoare de decuplare la fiecare circuit integrat.

CORNILĂ GABRIEL — Suceava
Vă rugăm să ne trimiteți încă o schemă electrică a montajului Dolby în care să figureze toate valorile pieselor componente. Schema trimisă la redacție conține multe omisiuni.

TAMAȘ DAN — București
Vă invităm la redacție pentru unele precizări în legătură cu articolul „Efecte acustice".

RADU VICTOR — București
Vă invităm la redacție.

GEORGESCU COSTICĂ — Orșova
Schema originală a fost probată și reglată cu tranzistoarele indicate; orice modificare, inclusiv plantarea unor componente echivalente, alterează performanțele montajului. Vă recomandăm să construiți un amplificator publicat ce conține componente autohtone sau realizați un amplificator tip I.P.R.S.

RADU VIOREL — jud. Vaslui
La obținerea lor vă trimitem adresele solicitate.

KISS ALEXANDRU — Lupeni
Vă recomandăm să vă construiți un osciloscop sau să folosiți un astfel de instrument din dotarea unui club.

DRAGOMIR SORIN — jud. Argeș
Tiristorul T1N3 admite 1 A și o tensiune inversă 300 V, iar tiristorul T1N4 admite tot 1 A și 400 V.

MUNTEANU DRAGOȘ — Cugir
Partea electronică într-un magnetofon este proiectată în funcție de tipul capului magnetic care va fi utilizat.
Schimbarea tipului de cap magnetic la magnetofonul „Rostov" a determinat și alterarea curbei de răspuns atît la înregistrare, cît și la redare.
Ar trebui să montați un cap original și să restabiliți vechiul circuit electronic.

ȚĂRUȘ CRISTIAN — Bălan, jud. Harghita
În localitatea dv. nu pot fi recepționate stațiile de televiziune la care vă referiți.

CÎRJAN VASILE — Craiova
În radioreceptor verificați starea tuburilor și curățați cu spirt contactele la claviatură.
La televizor verificați tubul 6F3P.

IONESCU V. — Bacău
Schemele prezentate la rubrica „Service" constituie un ajutor pentru întreținerea și repararea respectivelor aparate și nu ca să fie reconstruite.

GRACIOV FLORIN — Brăila
Folosiți un alimentator ce poate furniza un curent cu intensitatea de cel puțin 1,5 A.
Pentru autorizare ca radioamator luați legătura cu Radioclubul Brăila, Str. Împăratul Traian nr. 30, P.O. Box 70.

USCATU MARIUS — Roman
Am publicat deja atît instalații de aprindere, cît și relee regulatoare de tensiune pentru autoturisme ce lucrează la 6 V; majoritatea acestor montaje au confirmat utilitatea practică.
Vom mai reveni cu astfel de accesorii, dar deocamdată ce avem nu folosește circuitul 723.

SPORICI VIRGIL — Moinești
Vă recomandăm să montați două sau patru antene cu 5 elemente și nu o singură antenă cu multe elemente.
Componente vă puteți procura de la Magazinul „Dioda".

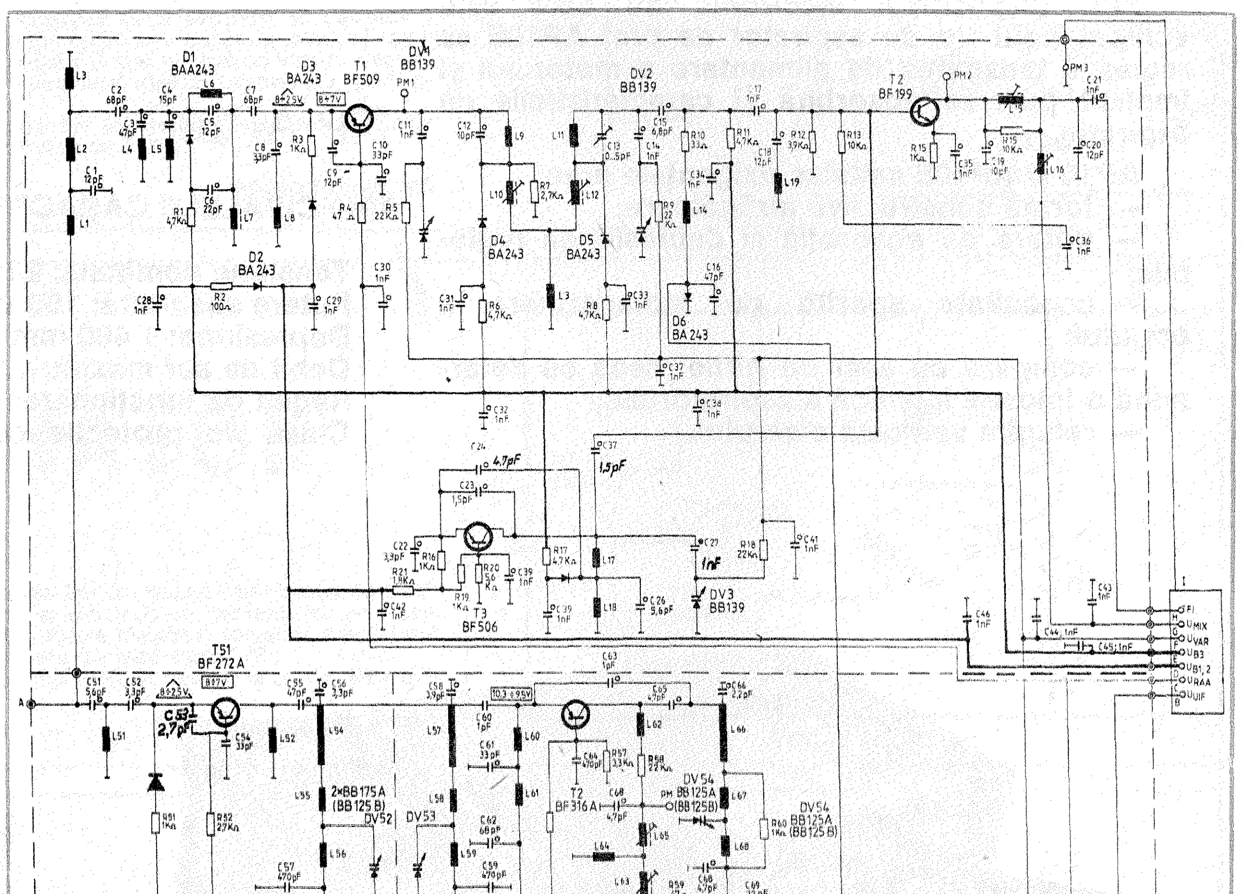
STOICA MIHAI — Buzău
Schema electrică a radioreceptorului Monika a fost publicată în „Tehnium" 11/1988. Depanarea magnetofonului impune verificări la o cooperativă.

ALEXE DAN — jud. Argeș
Tranzistoarele 2N3055, conform Catalogului I.P.R.S., se construiesc cu diverse valori pentru V_{CE} astfel:

2N3055/1 are V_{CE} = 30 V;
2N3055/3 are V_{CE} = 60 V;
2N3055/4 are V_{CE} = 20 V;
2N3055/9 are V_{CE} = 45 V.

I. M.

AX-1188



RADU FLORIN — Focșani
Selectorul de canale AX 1188 lucrează în FIF și UIF, fiind dotat cu tranzistoare pnp, excepție făcînd tranzistorul T2, amplificator FI.
Față de schema la care vă referiți, în schema care o prezentăm apar unele piese cu valori modificate, valori care corespund fizic în selector.
Astfel, C37 = 1,5 pF; C24 = 4,7 pF; C27 = 1 nF; C53 = 2,7 pF, iar în serie cu R51 apare o diodă BA243.

Redactor-șef: ing. IOAN ALBESCU
Redactor-șef adj.: prof. GHEORGHE BADEA
Secretar responsabil de redacție: ing. ILIE MIHĂESCU
Redactor responsabil de număr: fiz. ALEXANDRU MĂRCULESCU

Administrația Editura Scînteia

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66.

Tiparul executat la Combinatul Poligrafic „Casa Scînteii"